ELSEVIER

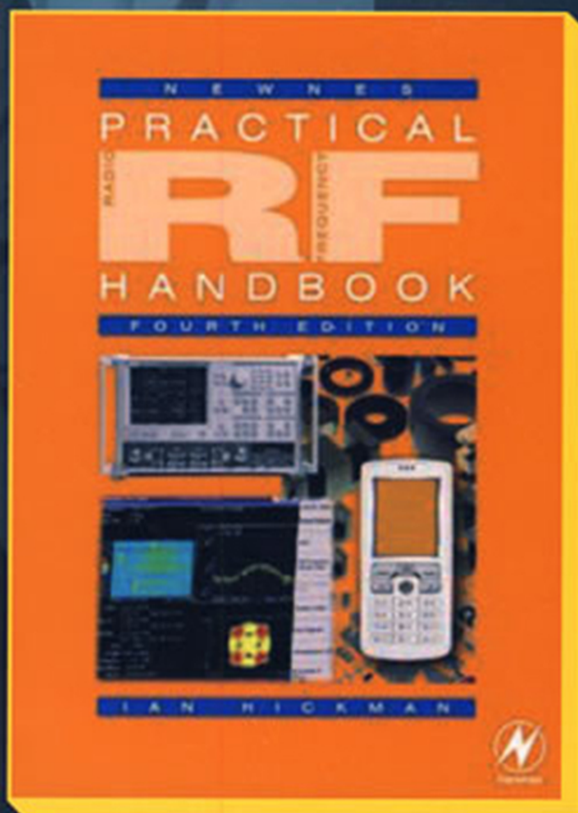
（第4版）

实用射频技术手册

Practical Radio-Frequency Handbook

Fourth Edition

[英] Ian Hickman 著
张弘 华伟 陈倩 等译



人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS



图灵电子与电气工程丛书

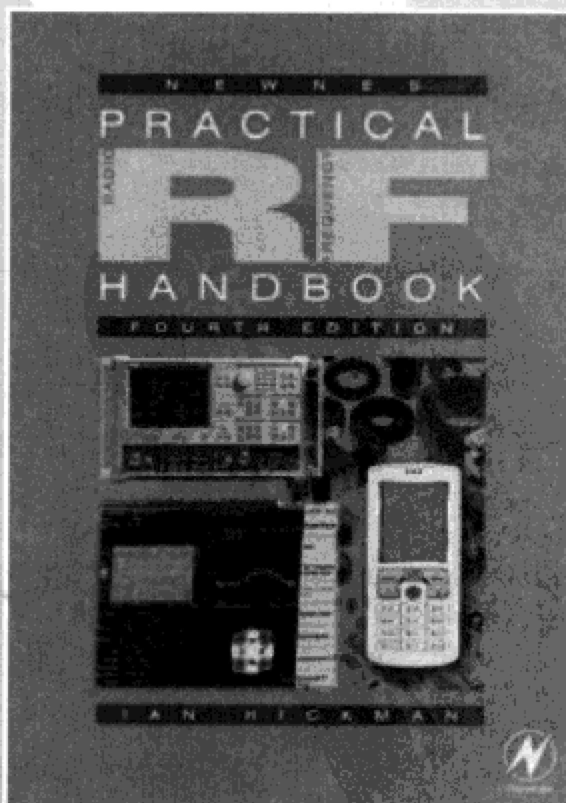
(第4版)

实用射频技术手册

Practical Radio-Frequency Handbook

Fourth Edition

[英] Ian Hickman 著
张弘 华伟 陈倩 等译



人民邮电出版社
北 京

图书在版编目（CIP）数据

实用射频技术手册：第4版/（英）希克曼（Hickman，I.）著；张弘等译.—北京：人民邮电出版社，2009.7
（图灵电子与电气工程丛书）
书名原文：Practical Radio-Frequency Handbook，4E
ISBN 978-7-115-20791-3

I. 实… II. ①希… ②张… III. 射频电路－技术手册 IV. TN710-62

中国版本图书馆CIP数据核字（2009）第071213号

内 容 提 要

射频技术在无线应用系统中占有重要地位。本书从实际出发，全面介绍了射频技术，并涵盖了最新发展，涉及内容包括器件、电路、设备、系统、天线、无线电波传播、外部噪声和测量等。

本书是从事射频设计工作工程师的必备实用手册，也为业余无线电爱好者、电子爱好者和对射频通信电子感兴趣的人员提供帮助。

图灵电子与电气工程丛书

实用射频技术手册

◆ 著 [英]Ian Hickman
译 张 弘 华 伟 陈 倩 等
责任编辑 朱 巍

◆ 人民邮电出版社出版发行 北京市崇文区夕照寺街14号
邮编 100061 电子函件 315@ptpress.com.cn
网址 http://www.ptpress.com.cn
北京隆昌伟业印刷有限公司印刷

◆ 开本：787×1092 1/16
印张：15.75
字数：408千字 2009年7月第1版
印数：1-3 000册 2009年7月北京第1次印刷

著作权合同登记号 图字：01-2007-4266号

ISBN 978-7-115-20791-3/TN

定价：45.00元

读者服务热线：（010）51095186 印装质量热线：（010）67129223
反盗版热线：（010）67171154

版 权 声 明

Practical Radio-Frequency Handbook by Ian Hickman, ISBN: 0-7506-8039-3.

Authorized Simplified Chinese translation edition published by the Proprietor.
ISBN: 978-981-259-814-1.

Elsevier (Singapore) Pte Ltd.
3 Killiney Road
#08-01 Winsland House I
Singapore 239519
Tel：(65)6349-0200
Fax：(65)6733-1817

First Published 2009
2009年初版

致　谢

我的同事 C.W.（千万别写错了）为本书第 10 章做了大量工作，在此表示感谢。同时要感谢 M.H.G. 审读并对第 13 章提出了许多宝贵的修改意见。

在此，还要感谢以下为本书提供了插图版权或引述文字版权的单位：

Anritsu 欧洲公司
安捷伦科技公司
Boonton.
Epcos 公司
Freescale 半导体公司
英国工程与技术研究所
IEEE
国际电信联盟
MMG Mag DEV 公司
Penton Media 公司
飞利浦英国公司
Racal 天线公司
Radiometrix 公司
RFI Shielding 公司
Roke Manor 研究公司
Schaffner 公司
索尼–爱立信移动通信公司
Taoglass 公司
Tektronix 公司
Thurlby Thandar 仪器公司
Times 微波系统公司
Willtek 公司

前　　言

书如其名，实用射频技术手册就是要成为一本有用的手册和指南，为所有希望熟悉射频技术的人提供帮助。希望本书对那些想要进入射频设计领域或者最近正在从事射频设计的电子工程师有用，并惠及其他工程师、技术员、无线电业余爱好者、电子爱好者和对射频通信电子技术感兴趣的人。因此，本书并未写成一本教科书。书中没有满篇的公式推导，尽管这样做再容易不过了，读者若需要这些公式推导可以查阅其他书籍。本书在需要的地方会用简单的形式给出公式，目的在于使用，而不做推导。

自然，本书全力关注当前的技术发展，但会在适当的地方提及早期的技术发展作为背景知识，试图在有限的篇幅内仍能为书增添一些趣味和色彩。本书涉及的范围很宽（包括器件、电路、设备、系统、无线电波传播和外部噪声），由于篇幅有限，不得不大大地缩简最初计划的一些内容。为了帮助读者了解更多的信息，多数章末列出了有用的参考资料，可供进一步查阅。书中对早期技术发展的描述并不是浪费宝贵的篇幅，这些描述除了增加趣味性以外，提到的一些早期技术会时时再现，尤其是在当前打破常规的风气下。一个很好的例子就是超再生接收机。它早在第二次世界大战前许多年就已经出现了，并在战争中提供了高质量的服务。这种技术曾经盛极一时，后来却被抛弃了，现在又出现在对价格非常敏感的短距离设备中，如车库门遥控器和中控锁控制器。

当前，好的射频工程师非常少，我觉得这种情况会一直持续下去。造成这种现象的部分原因是，至少在大专院校开设的课程中还缺乏这些内容。笼统地教授数字技术课程显然要简单容易得多，而且，由于技术的迅速发展，数字技术还具有长期迷人的商业前景。然而，现实的世界却是模拟技术的世界，信息通信无论是模拟形式还是数字形式，在远距离无线通信中都需要利用电磁辐射。电磁辐射的频率可能是射频、微波、毫米波或光波，每一种都对应一整套技术。本书涉及射频部分，在早期其频率范围取至 1000MHz。传统上，将工作在这个频率以上的技术人员称为微波工程师（有时，又很不公正地将他们称为“管道工”），包括波导、谐振腔等。但是，随着近年来技术的巨大进步，尤其是小型化表面组装元件和高频晶体管的发展，传统的用于甚高频和超高频的印制电路技术已经扩展到了 1.5GHz（如 SOLAS 海上救生、GPS 全球定位系统和 Glonas 全球卫星导航系统），2GHz（如针对移动电话的 PCS 和 DCS）甚至 2GHz 以上（如蓝牙和用于工业、科学和医学频段的 2.54GHz 短距离无线数据链接的其他技术）。在这个背景下，一个有趣的重大发展是射频设计的应用领域发生了巨大变化，由电路设计组（如移动电话制造商的实验室）扩展到集成电路制造商的开发设备。于是专用集成电路（ASIC）不再限于数字电路领域， ADI、Maxim、飞利浦等公司正在不断地推广一系列新产品，为移动电话和相应的基站集成了越来越多的接收/发射前端。对 900MHz 和 1800MHz（GSM 和 DCS）频段都适用的双频集成电路已经出现，目前到了 3G 设备——第三代移动电话。也大量出现了必需的无源匹配元件，如声表面波和体声波（SAW 和 BAW）滤波器，这些滤波器由 EPCOS（前身是西门子/松下公司）、富士通、村田等公司制造。

近年来，由于技术的发展，各种各样的服务中用到的频率范围从几千赫兹一直到 6GHz，

这些服务包括语音广播和电视，各种商业的、专用的、政府的和军用的通信，遥感和遥控、无线电电报和传真以及业余无线电。同时还有一些特殊的应用，如日益增加的短距离通信和控制（如无线麦克风、车库门遥控器）。射频技术也进入了非无线应用领域，如宽带电缆调制解调器（cable modem），以及时钟频率到吉赫兹范围采用 FDDI（光纤数字数据交换）标准的光纤数据传输。还有许多特殊的应用，如 ESM（电子支援系统，如窃听）、ECM（电子对抗系统，如探测和干扰）以及 ECCM（也叫电子反对抗系统，如采用跳频或直接序列扩频技术的抗干扰无线电收发装置）。实际上，频谱资源有限的压力从未像今天这样大，具有射频知识的人们不得不在拥挤的频谱环境中设计、生产、维修和使用设备。希望本书对投身于这些工作的人有用。

同时需要注意，虽然书中有些电路显示了元件值，但这不是一本现成的、拿来就用的射频电路手册，而是介绍射频电路和设备的一般设计和工作原理及技术的书。

第 4 版对全书做了增删和修正，第 3 章和第 12 章充实了大量新的内容。而最主要的变化是新增加了第 11 章，涉及先进的结构，包括超外差接收机中的中频（IF）信号处理技术以及其他有关主题。

同样重要的是更新了附录 13，介绍了频率分配的详细情况。其中，附注 1 给出了英国的频率分配情况，详细内容和更多信息可以根据给出的网址获得；附注 2 简要给出了美国频率分配的情况。附录 14 给出了与低功率、短距离无线电装置有关的信息，展现了一个近年来由于各种原因而呈爆炸式增长的领域。首先，许多装置不需要许可证，但制造商必须确保这些装置要满足适当的技术规范，这极大地方便了终端用户；其次，由于频率范围很有限，因此频率几乎可以不受限制地重复利用，但在广播应用甚至 PMR（专用移动无线电）中是不可能的。有关的技术规范的详情可以查阅附录 14。

希望第 4 版对内容的增加和修改将使本书对于所有对射频技术感兴趣的人更加实用。工作在这个领域的专业人士包括集成电路设计者、电路和微型组件工程师、设备工程师和系统工程师。集成电路设计是一个非常专业的领域，因此相关内容没有包含在本书中。在希望所有读者对射频系统工程获得有用知识的同时，本书重点是为那些对电路和微型组件工程和设备工程感兴趣的人提供最大的帮助。

目 录

第 1 章　无源元件

电子电路中的无源元件都要用到一个或多个电阻、电容和电感。另外的一些元件，如用作频率标准的晶体振荡器和压电发声器等，其性能取决于元件的电特性和机械特性间的相互作用。本章将重点介绍射频电路中所使用的无源元件，同时结合元件的不同使用目的介绍无源元件的内连接。

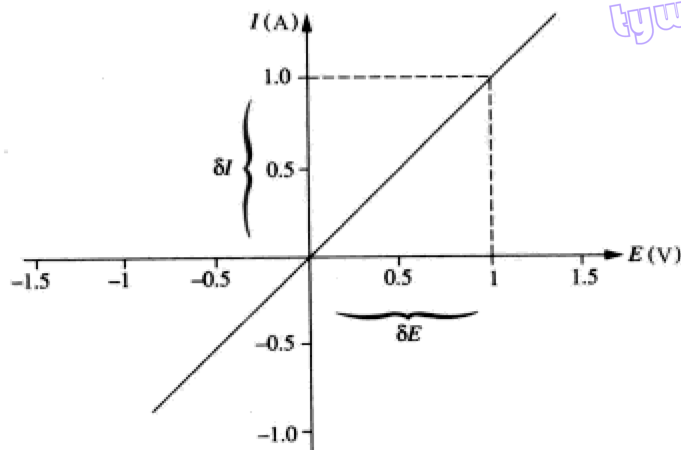
1.1　电阻和电阻器

具有良好的导电性能的物质称为导体（conductor）。而像玻璃、聚苯乙烯、石蜡和聚四氟乙烯（PTFE）等物质，因为完全不具有导电性，称为绝缘体（insulator）。绝缘体的电阻率大约是金属的 10^{18} 倍。尽管金属具有良好的导电性，但当金属中有电流通过时，仍具有一定的电阻，这就引起了导体的热损耗。当电动势（EMF）为 E（V）的电源接在一段长度为 l（m）、横截面积为 A（m^2）的导线两端时，导线中的电流 I（A）可以用公式 $I = E/[(l/A)\rho]$ 来计算，式中 ρ 是导线的电阻率，分母 $(l/A)\rho$ 称为导线电阻，用 R 表示，因此 $I=E/R$，这就是欧姆定律。通常把电阻的倒数称为电导，即 $G=1/R$，因此电流又可以表示为 $I=EG$。通过电阻器的电流与其上的电压的函数关系见图 1-1。

如果电流 I（A）通过电阻 R（Ω），那么耗散功率为 $W = I^2R$（W 或 J/s）。尽管对导体以及在后面介绍的电感来说，不希望有电阻存在，但在很多实际电路中，具有确定阻值的电阻器很有用。线绕电阻器采用镍铬合金（高功率型）、康铜或锰铜线（精密型）制成，其阻值从几分之一欧姆到约一兆欧姆。在相同的几何尺寸下，线绕电阻器比大多数其他类型的电阻器能耐受更大的功率。由于存在自感，线绕电阻器主要用于较低的频段。在高频段，薄膜电阻器和化合物电阻器应用更为广泛。在 20 世纪，碳膜电阻器或许是英国和欧洲最常使用的。它是在陶瓷骨架上沉积一层碳膜并在两端加上导电模帽构成的。开始制造时，其阻值只是最终值的百分之几，然后会在碳膜上自动刻上控制电阻值大小的螺纹，这就可将电阻值提高到设计要求的值。要求电阻器具有高功率或高稳定性时，可以使用螺旋线型的氧化锡或难熔的金属膜电阻器。由于螺旋线会产生一定的自感，在射频应用上是个不利的因素，或许正是这个原因，美国广泛使用碳化合物电阻器。这种电阻器由引线插入石碳酸管两端构成，既可以满足射频应用的要求，又有更优的性价比。目前，除了高功率应用以外，贴片电阻器已代替了有轴向引线的柱形电阻器。尤其是在射频设备中，如移动电话、GPS 接收机等。在这些应用中，由于尺寸小并可以忽略电感的特性。贴片电阻器成为了理想的选择。但在开发实验室中是不例外情况，在那里还会使用引线电阻。但即使是在实验室，在开发射频电路时，目前的发展趋势也是直接采用贴片电阻进行印制电路布板。

贴片电阻有各种不同的尺寸和类别。典型的“1206”电阻器（0.12 英寸[①]长 × 0.06 英寸宽）具有 250mW 的功率容量，“0603”电阻器具有 1/16W 和 100mW 两种规格，不同的厂商有不同的规格。

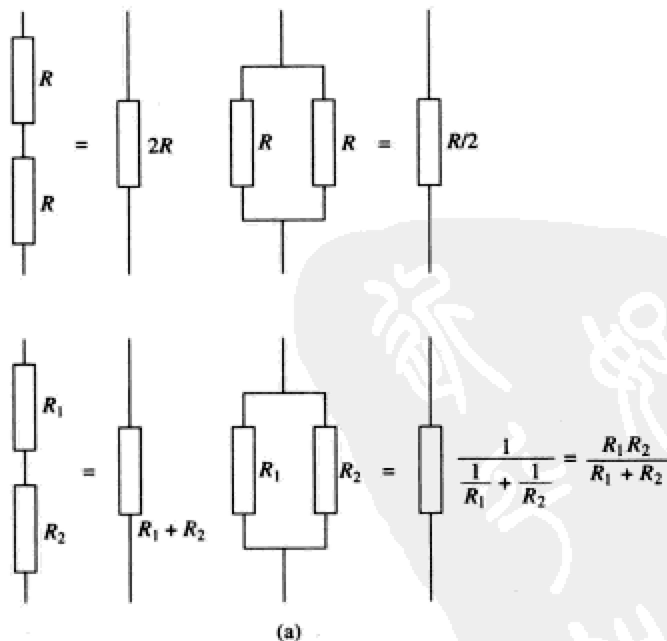
① 1 英寸约为 2.54cm。——编者注



线的斜率由 $\delta I/\delta E$ 确定。例如：δI =1A，δE =1V，电导 G=1S，S（西门子）是电导的单位，以前又称为姆欧（mho），$G = 1/R$

图 1-1 通过电阻器 R（Ω）的电流与电阻器上的电压的函数关系。对于理想电阻器，该关系为线性关系。多数电阻器在直流和低频实用中是理想电阻器

当两个电阻器串联时，总的电阻值是它们的电阻之和；当两个电阻器并联时，总的电导是它们的电导之和，这些结论如图 1-2 所示。可变电阻器有三个接线端，其中两个分别接在电阻器的两端，



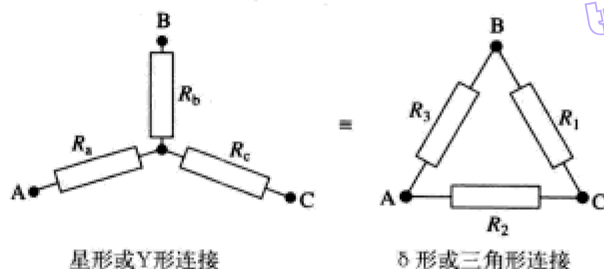
电阻器串联时，总电阻值为：

$R_t = R_1 + R_2 + R_3 \cdots$

电阻器并联时，总电阻值满足：

$\frac{1}{R_t} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \cdots$

图 1-2 电阻器的连接



人至Δ

$$R_1 = R_b + R_c + \frac{R_b R_c}{R_a}$$

$$R_2 = R_a + R_c + \frac{R_a R_c}{R_b}$$

$$R_3 = R_a + R_b + \frac{R_a R_b}{R_c}$$

Δ至人

$$R_a = \frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$R_b = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$R_c = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 + R_3}$$

(b)

图 1-2 （续）

（a）电阻器的串联与并联（对阻抗也适用） （b）星形与三角形连接的转换（对阻抗、负电阻也适用）

另一个接"接触片"或者"滑动片"，可以通过螺丝起子调整阻值（预置型可变电阻器），也可以通过转动旋钮或滑动触片调整电阻值。可变电阻器通常用来调节直流电平或者低频信号的幅度，但是在低频到甚高频（VHF），甚至更高频段，常用更小的预置型的可变电阻器。

2
3

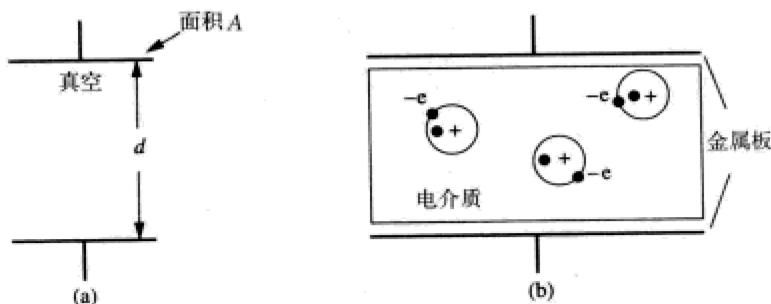
1.2 电容器

电子的运动引起电的传导(至少在金属中是这样)。1A 电流意味着在 1s 时间内有大约 6264 $\times 10^{14}$ 个电子流过导体中任意给定的一点。这个数量的电子构成了 1C 的电荷量，因此 1A 电流表示导体中每秒流过 1C 电荷。

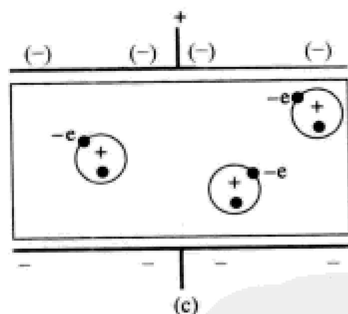
金属中每个原子的外部电子都可以在原子核外的晶格中自由运动。当外加电动势如电池加在金属两端时，电子流过导体形成电流，金属中的电子流向电池正极（与习惯上的电流方向相反），并由电池的负极不断地提供电子进行补充。如果电容器是电路中的一部分，就不会形成连续的电流，因为电容器由两块金属板中间填充不导电的绝缘介质或真空所构成（如图 1-3a、图 1-3b 所示）。

电池跨接在电容器的两块金属板上会引起一些电子离开接电池正极的极板，而等量的电子又流到接电池负极的极板（如图 1-3c 所示）。如果外加电动势是 1（V）时，电容器上存储了 1（C）的电荷，则称这个电容器的电容量是 1（F）。电容量与极板面积 A 成正比，与极板间距离 d 成反比，因此 $C = kA/d$ （假设 d 远小于 A）。在真空中，常数 $k = 8.85\times10^{-12}$，该常数即为自由空间的介电常数 ε_0。因此在真空中，$C = \varepsilon_0 (A/d)$。通常，电容器极板之间由空气或者固态绝缘物质填充，实际工程中一般认为空气的介电常数与自由空间的介电常数一致。绝缘体或电介质可以是空气、聚苯乙烯、陶瓷这样的不导电物质。这些绝缘体不导电是因为在绝缘体内，原子中的电子都被紧紧地束缚在原子内，不能挣脱出来。除非有很大的外加电场力，足以打破这种束缚并且影响介质的特性。绝缘体可以提供少量的电子（如图 1-3c 所示），其数量与外加电压成

正比。由于电介质中的电荷发生位移，使电容器在给定电压下，比真空填充时可以存储更多的电荷。由于电容器填充了相对介电常数为 ε_r 的电介质，电容器存储的电荷量增大，因此，$C=\varepsilon_0\varepsilon_r(A/d)$，相应的存储电荷量为 $Q=CV$。电路中常使用的电容器，其最大电容值为 500 000 μF ($1\mu F=10^{-6}F$)，最小电容值为 1pF ($1pF=10^{-12}F$)。即使不到 1pF 的杂散电容，也可能引起射频电路的故障。容量很大的电解电容器常用在直流电源中用于储能量和平滑波形。电容器能够存储的总能量为 $J=(1/2)CV^2$ (J)（每秒提供 1J 的能量就等于 1W 的功率）。



(−) 表示电子总是流向金属板的正极



4

图 1-3 电容器

尽管直流电流不能通过电容器，但如果将一个正负交替变化的电压施加在电容器上，就会有电流在两个方向上交替变化，交变电动势会在电容器上引起明显的电流。在每个时刻都有 $Q=CV$，因此，施加在电容器两个极板上的电压变化率越大，电荷的变化率也就越大，就会产生更大的电流。如果在电容器 C (F)上施加一个正弦变化的电压 $V=E_{max}\sin(\omega t)$[①]，电容器上的电荷量为 $Q=CE_{max}\sin(\omega t)$，电荷量的极大值出现在电压波形的波峰点，此时瞬间电压（和电荷）没有变化，因此电流为零。经过前期负的峰值电压后，电流将流入电容器，在电压变化率最大的地方出现电流最大值，即电流最大值出现在电压过零处。电流 $I=Cdv/dt=d(CE_{max}\sin(\omega t))/dt=\omega CE_{max}\cos(\omega t)$，该式表明：在电容器中，电流相位超前于电压相位 90°（如图 1-4 所示）。也可以看到，对于给定的 E_{max}，电流正比于施加在电容器上的交变电压的频率。电容器的"电抗"(reactance) X_c 决定了对于给定外加频率为 f (Hz) 的交变电压可以产生多大的电流，这里：

① ω 是角速度 (angular velocity)，单位为弧度/秒 (rad/s)。一个周期有 2π 弧度，因此，对于 $\sin(20\pi t)$ 的一个正弦波，每秒钟有 10 个周期或 10Hz，t 为时间，单位为秒 (s)。

$I = E/X_c$，其中 $X_c = 1/(2\pi fC) = 1/(\omega C)$，$X_c$ 的单位是欧姆。若考虑电压和电流有 90°的相移关系，X_c 可以写成 $X_c = 1/(j\omega C) = -j/(\omega C)$，此处的“算子”j 表示电压相对于电流有+90° 相移（$j^2 = -1$，所以 $1/j = -j$）。$-j$ 表示电压相对于电流有−90°相移（如图 1-4 所示）。电抗的倒数 B 称为电纳（susceptance），对于电容器：$B = 1/X_c = j\omega C$。

上文中提到的大的电解电容器，常用于储存能量和平滑波形。尺寸较小的电容器用作“去耦”元件，可以把不需要的交流信号旁路到地。频率更高时，常用陶瓷电容器替代电解电容器或与其一起使用，因为这种电容器的自感较小。电容值小的陶瓷电容器的温度系数低（通常为零），使用 NP0[①] 介质等级，电容值超过 220pF 的电容器具有负的温度系数，而对于电容值最大的陶瓷电容器（仅用于去耦目的），温度系数可以高达每摄氏度百万分之−15 000。需要注意的是，电容器在用作去耦元件时，不要采用两个相同电容值的电容器并联，因为在高频情况下，电容器的引线电感产生的电抗比电容器的电抗大得多。由于陶瓷去耦电容器标称值的公差较大，在某些频率下，一个陶瓷电容器可能表现为电感，而另一个仍然为电容，如果这两个电容器并联，在这个频率上将会形成一个并联谐振电路，产生很高的阻抗，从而失去预期的去耦作用。另外还有许多填充其他介质的电容器可供使用。电解电容器由于负温度系数可以抵消某些电感中铁芯的正温度系数而特别有用。可变电容器用在调谐电路中，既可以作为用户“前面板”的控制元件，又可以用于电路中作电容的预调整。

5

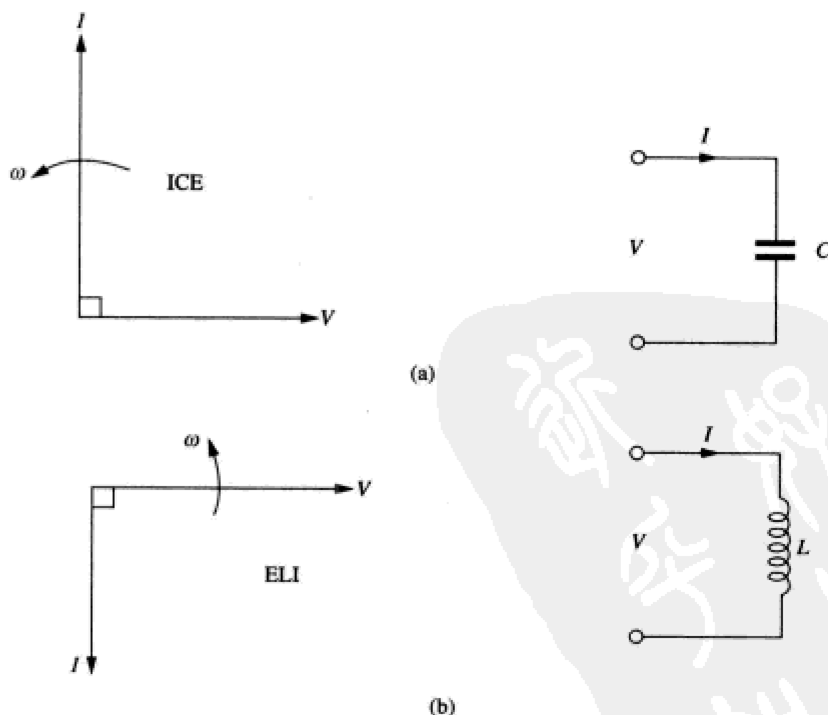


图 1-4 电压和电流的相位关系

(a) ICE：电流在电容器中引起的电动势 E（这里用 V 表示），原点代表 0 电压，常以地为参照

(b) ELI：跨接在电感器两端的电动势 E（这里用 V 表示）引起的电流

① N750 表示电容的温度系数为每摄氏度百万分之−750。NP0 表示标称温度系数为 0。

1.3 电感器和变压器

任何电流的周围都存在磁场，例如一段导线上流动的电流或是一道闪电形成的电流。磁场常用环绕导线的磁力线表示，越靠近导线的地方磁场越强（如图 1-5a、图 1-5b 所示）。图 1-5a、图 1-5b 显示了"螺旋法则"——顺着电流方向观察，磁通量（flux）的方向为顺时针方向。注意在图 1-5a 中，通常在导线端面上用"×"表示电流流入纸内，用"•"表示电流流出纸面。在图 1-5c 中，导线弯曲成了环形。注意所有通过电流环的磁通量线在同一个方向。对于有许多环或"匝"（turn）组成的螺线管结构（如图 1-5d 所示），磁通量线将环绕整个"螺线管"。如果有 N 匝线圈，流过线圈的电流为 I（A），那么磁动势（MMF，类似于电动势 EMF）F 可写成 $F = NI$ (A)（有时又称为安培匝）。磁动势引起的磁通量（类似于电流）并不均匀，如图所示，在螺线管内部很集中，而在螺线管外部却是发散的。如果将一个长的细螺线管弯曲成环状或"环形室"（toroid）（如图 1-5e 所示），所有磁通量线都束缚在线圈内，并且分布均匀。环形螺线管内的磁场强度 H 取决于单位长度上的磁动势。实际上，$H= I / l$ (A/m)，这里 l 是螺线管的长度，I 是等效电流，为每匝上的电流乘以总匝数。在螺线管内的均匀磁场产生均匀的磁通密度 B[韦伯/平方米（W/m^2）]，B 与 H 的比值 B / H 称为自由空间磁导率 μ_0，其值为 $4\pi\times10^{-7}$。如果螺线管横截面积为 A（m^2），那么总的磁通量 $\Phi= BA$ (W)。如果螺线管绕在铁磁芯上，当螺线管内的磁场强度一定时，其内的磁通密度会增加μ_r（相对磁导率）倍，于是 $B =\mu_0\mu_r H$。更准确地说，$\Phi/A= \mu_0\mu_r F/l$。因此：

$$\Phi=F/ (l / (\mu_0\mu_r A))$$

式中：$l/ (\mu_0\mu_r A)$又称为磁路中的磁阻 S，磁阻的单位为安培/韦伯（A/W），类似于电路中的电阻。图 1-5e 中螺线管内部的磁路是均匀的。如果磁路非均匀，例如当螺线管内的铁磁芯只有半个圆环时，总磁阻就是不同部分的磁路的磁阻之和，类似于电路中总的串联电阻是各部分电阻之和。

当与电路相关的磁场发生变化时，电路上就会产生感生电压，这就是发电机的原理。同样，同一个电路中的电流发生变化也会引起磁通量变化。将电动势加在一个导线圈上，将产生电流，进而由电流又会形成磁通量，而增加的磁通量又会在线圈中产生与外加电动势反向的感生电动势，这就是著名的楞次定律（Lenz's law）。如果磁通量的变化率为 $d\Phi/dt$，那么在每匝线圈中感生的"反向电动势"为 $E_B = -d\Phi/dt$，对于 N 匝线圈 $E_{Btotal} =-Nd\Phi/dt$。然而，Φ 等于磁动势/磁阻$= NI/S$。其中 S 是与时间无关的量。则磁通量 Φ随时间的变化率就等于：

$$d\Phi/dt= (1/S)\ (dNI/dt)$$

因此：$E_{Btotal} = -Nd\Phi/dt = -N\ (1/S)\ (dNI/dt) = -\ (N^2/S)\ (dI/dt)$

式中：N^2/S 表示电流的单位变化率所产生的感生电压，称为电感 L，单位为亨利：

$$L=N^2/S$$

如果电动势 E 跨接在电阻器 R 两端，就会形成恒定电流（$I = E/R$），并在电阻器两端建立起电位差（pd）V，该电位差等于外加电动势。电动势向电阻器提供的能量为 I^2R，该能量完全以发热的形式在电阻上消耗掉。然而，如果电动势 E 跨接在电感器 L 两端，将使电流增大，在电感器两端形成的反向电动势 V 就等于（非常接近）外加电动势，并且电感以磁场形式将电动势 E 提供的能量完全存储起来。任何时刻，若电感器中的电流为 I，则电感器存储的能量就等于 $J = (1/2)LI^2$。

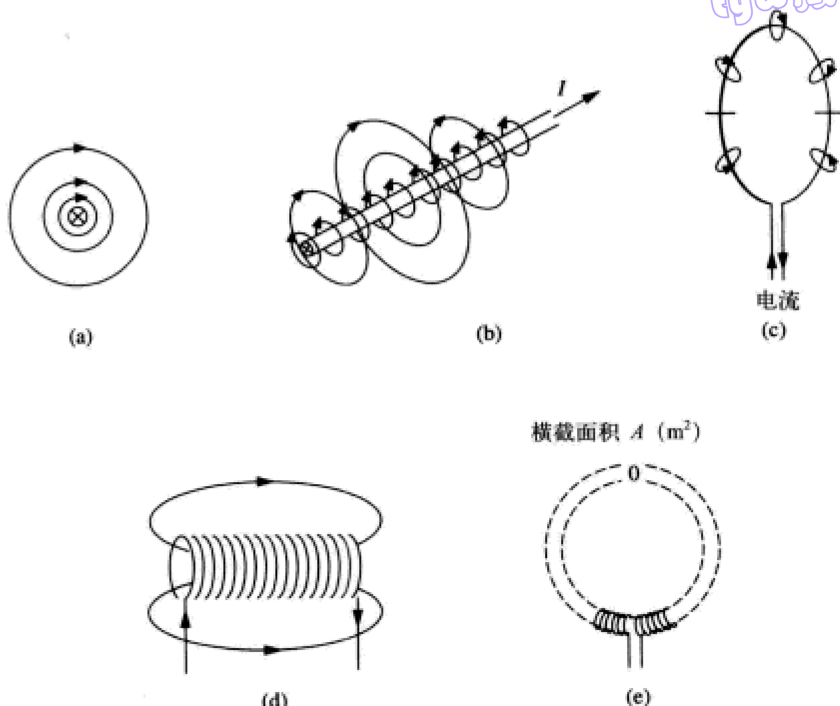


图 1-5 磁场

（a）导体的截面图。“×”表示电流流入纸面（“●”表示电流流出纸面）。习惯上用环绕导线的通量线表示磁场，沿电流方向观察，通量线为顺时针方向（螺旋法则）

（b）靠近导线的地方磁通量密度大，注意：磁通量线为闭合回路，离导线越远磁通量线的半径越大

（c）单匝电流环周围的环形磁场

（d）长的细螺线管产生管状磁场，线圈中有均匀的磁通量密度

（e）环形螺线管外部磁场为 0，管内的磁通量密度在螺线管的截面 A 上处处相等

如果正弦变化的电流 I 通过一个电感器，会产生一个正弦变化的反向电动势 E_B。对于一定的电流，电流的时间变化率与频率成正比，因此，频率越高，反向电动势就越大。反向电动势的值由下式给出：

$$E_B = L\mathrm{d}I/\mathrm{d}t = L\mathrm{d}(I_{max}\sin(\omega t))/\mathrm{d}t = \omega L\, I_{max}\cos(\omega t)$$

8

该式表明：在电感器中，电压的相位超前电流的相位 90°（如图 1-4 所示）。电感器的电抗 X_L 决定了频率为 f（Hz）的交变电压 E 加在电感器两端时，产生的电流的大小，即 $I=E/X_L$，此处 $X_L=2\pi f L=\omega L$。考虑到电压相位超前电流相位 90° 的情况，可以将 X_L 写成 $X_L=\mathrm{j}\omega L$ 的形式。电抗的倒数 B 又称为电纳，电感器的电纳 $B = 1/X_L = -\mathrm{j}/\omega L$。注意电感与电流有关，即电感是针对整个电路而言的。因此，要问一段孤立的 1cm 长的导线所具有的电感量是毫无意义的。但是，在甚高频（VHF）或更高频率时，电路中的器件上一段 1cm 长的引线在 100MHz 频率时将会引入大约 6Ω 的感性电抗，记住这点是很有意义的。

实际上，电感器的绕线具有一定的电阻。当电感器工作于高频时，由于趋肤效应的影响使电流沿导线表面流动，从而减小了导线的有效截面积，使电感器中的电阻值高于直流工作时的电阻值，因此电感器的等效电阻值随频率升高而升高。在一些应用场合，电感器包含电阻的特性不一定是个缺点，甚至可能是个优点。常将射频扼流圈串联在直流电源与放大器之间，起去

耦作用。扼流圈在射频段有很高的阻抗，阻止信号耦合进/出放大级，或耦合到其他的放大级。这个阻抗不仅在放大器的所有工作频率范围要很高，而且理想情况下，对工作频率的谐波呈现的阻抗（尤其对 C 类放大器），以及在低于最低工作频率时都要具有高阻抗，因为射频功放管的增益非常高。要提供很高的阻抗，需要组合型扼流圈或两个值不相同的扼流圈串联。在超高频（UHF）频段，一种有效的方法是逐级扼流，这种线圈的一端缠绕紧密而另一端逐渐拉大间隙。在满足传输直流电流的前提下，绕线应尽可能细，这时使用具有电阻的绕线是有益的。在 VHF 和 UHF 频段，一种非常有效的替代方法是在馈线上滑动一到两个铁氧体磁珠，利用铁氧体在频率超过 10MHz 时损耗很大的梯度特性，使其在 RF 频段，与导线串联有等效阻抗，对直流却没有损耗。另一方面，电感器作为调谐电路的一部分，常常要求损耗电阻最小、Q 值最高。对频率低到几兆赫兹的射频信号，采用有间隙的铁氧体（电感芯）电感可以很容易地使 Q 值高达 900。采用单层绕线可以获得最佳 Q 值。在较高的频率，如 VHF 频段，电感器通常用一个短的单层螺线管构成，可以安装铁氧体或铁粉插片来调节大小，有时还在螺线管外加铁磁罩或金属罩来屏蔽。螺线管的匝间距取半个线径比紧密绕制时的 Q 值高 10%～30%。固定的或可调整磁芯的可变电感器可以在许多厂商处购买到，如 Coilcraft、TOKO 或其他公司，这些公司还可提供固定的或可变的贴片电感。一些贴片（SMD）定值电感器为线绕结构，而另一些为多层片状结构，这种多层片状结构的电感器的稳定性更好，但 Q 值通常比线绕电感低。

两个在同一磁芯上的绕组构成了“变压器”，如图 1-6 所示，变压器将一个交流信号源的能量耦合到负载，而不必直接与负载相连。变压器的性能受到磁芯、绕线损耗以及漏感的限制。本书第 3 章将进一步讨论。

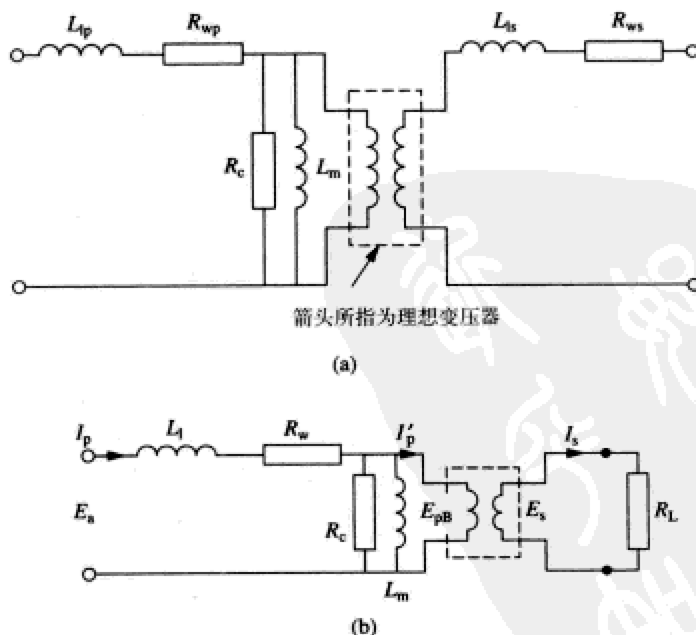


图 1-6　变压器

（a）完整的等效电路　　（b）接了负载的变压器的简化等效电路

9～10

第 2 章　无源电路

针对不同的目的可以将电阻器、电容器和电感器组合成不同的电路。当电路中既有电阻又有电抗时，可以用随频率变化的“阻抗”Z 来表示，$Z=R+\mathrm{j}\omega L$（电阻器与电感器串联）或 $Z=R-\mathrm{j}/(\omega C)$（电阻器与电容器串联）。阻抗的倒数 Y 称为导纳，有

$$I=E/Z \text{ 和 } E=I/Y$$

对于一个给定的频率，串联电路中的电阻 R_s 和电抗 X_s 与并联电路中的电阻 R_p 和电抗 X_p 的值完全不同，但作用相同，两者可以相互转换。有时，已知 R_p 和 X_p 需要计算 R_s 和 X_s，反之亦然。所需公式见附录 1。

由于电感器的电抗随着频率增加而增大，电容器的电抗随着频率增加而减小，同时电阻器的电阻与频率无关，因此，组合后它们的特性通常依赖于频率。图 2-1 所示为一个串联电阻器与一个分流电容器（低通）组合后的特性。由于通过电容器的电流超前于电容器两端电压 90°，在频率 ω_0 处电容器的电抗等于电阻器的电阻值，电路中电压和电流的关系如图 2-1b 所示。在 ω_0 和其他频率上，v_i 和 v_0 之间的关系用“圆周图”显示（如图 2-1c 所示）。图 2-1d 所示为固定的 v_i 条件下，v_0 的大小或模值 M 以及相位或辐角 Φ 与频率的线性关系，注意频率线性刻度与对数刻度（如图 2-1e 所示）画出的图形是很不同的。

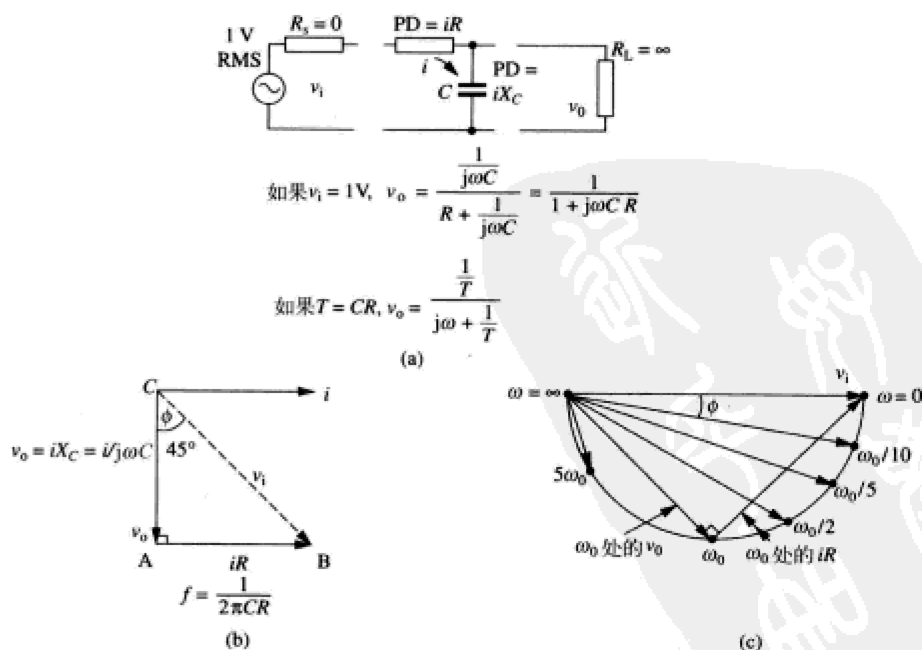


图 2-1　CR 低通（削顶）迟延电路（见正文）

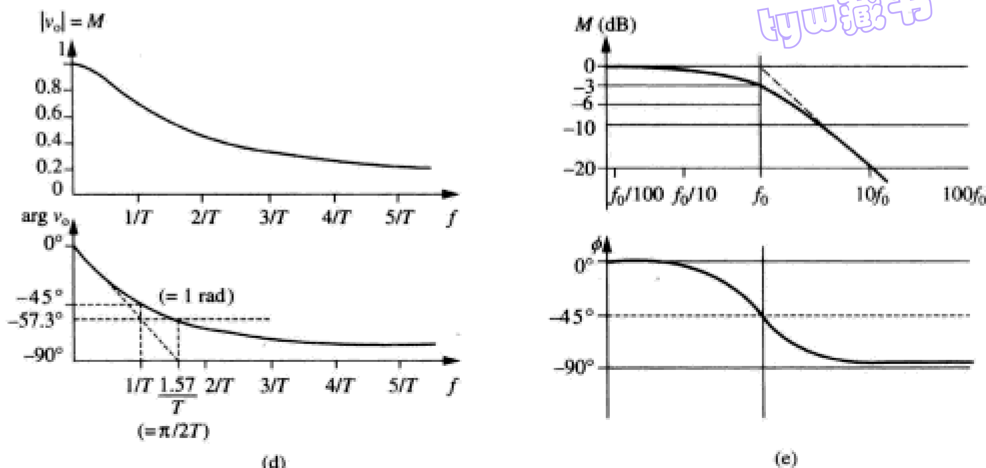


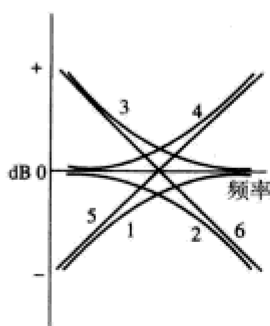
图 2-1 （续）

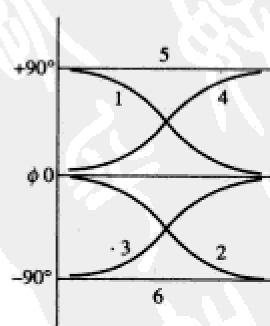
如果在图 2-1a 中交换 C 和 R，这个电路就变成了高通电路，同时低通电路和高通电路也可以通过一个电阻器和一个电感器的组合来实现。电阻器和电容器以及电阻器和电感器的各种可能的组合都概括在图 2-2 中。图 2-3a 所示为一个串联电容器与一个电感器串联一个电阻器后再并联组成的电路，电路中施加交流电压。图 2-3b 所示为在一定频率（$f_r = 1/2\pi\sqrt{[LC]}$）下的矢量图，图中电容器的电抗等于电感器的电抗（为清晰明了，将重叠的矢量稍微离开一些，画在旁边）。在谐振频率为 f_r时，电流的大小只与电阻器有关，如果 X_L 远大于 R，在电容器和电感器上的电压会大大超过施加的电压。在 v_0 最大时，谐振频率处电阻器的损耗功率最大，为 i^2R 瓦特（或 J/s），其中 i 是均方根电流。每一弧度损耗的能量为（i^2R）/($2\pi f$)。储存在电感器中的峰值能量为（1/2）LI^2，在这里峰值电流 I 是均方根电流 i 的 1.414 倍。每一弧度储存的能量与损耗的能量的比值为（(1/2) L（$\sqrt{2}i$）^{2}）/{(I^2R)/ ($2\pi f$)}= $2\pi fL/R = X_L/R$，等于谐振时电感器（或电容器）的电抗与电阻之比。如果没有单独的电阻器，R 代表电感线圈在频率 f 处的有效电阻，那么上面的比值就称为电感器在那个频率处的 Q 值（品质因数）。电容器也有等效的串联电阻，但是它的等效电阻比电感器的等效电阻低得多，其 Q 值高得多。因此，在这种情况下，调谐电路的 Q 值就等于电感器的 Q 值。图 2-3c 所示为一个并联调谐电路，该电路可以通过一个具有高源电阻的恒流源（constant current generator）馈电。其响应类似于图 2-3b 所示的串联调谐电路，尤其是在高 Q 值的情况下非常相似。然而，当 v_0 和 v_i 同相位，并且电感器和电容器的 Q 值相等时，才会有最大输出 v_0。

11 ～ 13

调谐电路允许特定频率或频带的信号通过，频率选择的准确性依赖于电路的 Q 值。相对于谐振峰值，−3dB 带宽 δf 由下式给出：$\delta f = f_0/Q$，这里 f_0 为谐振频率（见附录 4）。在需要比单个调谐电路具有更大选频特性的地方，可采用两级选频电路，两个调谐频率待定。以后各阶段的调谐电路可以调谐到同一个频率，如对于一个接收机，它们都准确地调谐在同一个频率（同步调谐）；或者在一个窄的频带内需要较平坦的响应时，它们的谐振频率可以相互稍微偏离（交错调谐）。同步调谐或交错调谐二者择其一，两个调谐电路可以耦合到一起提供一个“带通”响应。双调谐电路随着频率逐渐偏离调谐频率，衰减比单个调谐电路更迅速地增大，只要设计适当就可以产生一个较平坦的通频带。在临界耦合时可以获得最平坦的通频带，如果过耦合，

曲线编号	恒定电压输入 开路电压输出	恒定电压输入 短路电流输出	恒定电流输入 开路电压输出	恒定电流输入 短路电流输出
1	$\frac{j\omega T}{1+j\omega T}$	$\frac{1}{R}\cdot\frac{j\omega T}{1+j\omega T}$	$R\frac{j\omega T}{1+j\omega T}$	$\frac{j\omega T}{1+j\omega T}$
2	$\frac{1}{1+j\omega T}$	$\frac{1}{R}\cdot\frac{1}{1+j\omega T}$	$R\frac{1}{1+j\omega T}$	$\frac{1}{1+j\omega T}$
3		$\frac{1}{R}\cdot\frac{1+j\omega T}{j\omega T}$	$R\frac{1+j\omega T}{j\omega T}$	
4		$\frac{1}{R}(1+j\omega T)$	$R(1+j\omega T)$	
5		$j\omega C$	$j\omega L$	
6		$\frac{1}{j\omega L}$	$\frac{1}{j\omega C}$	





特性曲线

图 2-2　一个电阻与一个电抗的各种组合以及只有电抗组成的电路的频率特性（幅度和相位）和传输函数（摘自 *Electronics and Wireless World*，得到惠允）

通频带内将出现双峰，双峰之间出现波谷。两个调谐电路之间的耦合是通过它们之间的互感 M 进行的，耦合系数 k 由下式给出：

14

$$k = M/\sqrt{(L_p L_s)} = M/L$$

如果初级调谐电路的感应系数与第二级的相等，临界耦合系数 k 为

$$k_c = 1/\sqrt{(Q_p Q_s)} = 1/Q$$

如果初级与第二级调谐电路的 Q 值相等，例如，$Q_p = Q_s = 100$，于是

如果 $L_p = L_s$，$k_c = 0.01 = M/L$

因此，初级调谐电路只有1%的通量与第二级电路相交链。许多其他类型的耦合也是可能实现的，其中的一些耦合方式如图 2-4 所示。Terman[1]给出了这些耦合电路和其他类型耦合电路的耦合系数表达式。

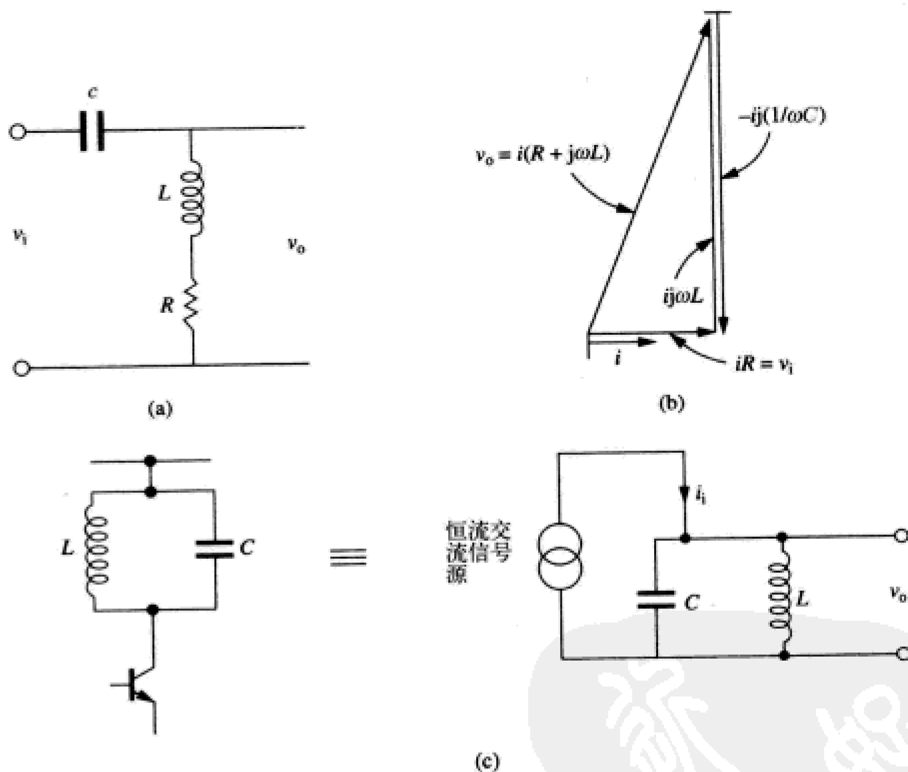


图 2-3　串联和并联调谐电路

(a) 串联谐振电路　(b) 在频率 f_r 处的矢量图　(c) 并联电流馈电的并联调谐电路

一个带通电路通过调整统调电容器 C_p 和 C_s（如图 2-4a 和图 2-4b 所示），就可以改变整个通带内的耦合。顶部电容和底部电容耦合进行适当组合，可使整个通频带内的耦合系数几乎不变。为了达到这个目的，生产测试中耦合电容器 C_m 可采用微调电容器。在如图 2-4b 所示电路中，需要一个电容值很小的微调电容器。在串联电路中可以用两个小到 1pF 左右的固定电容器与一个大得多的微调电容器连接到地。

15

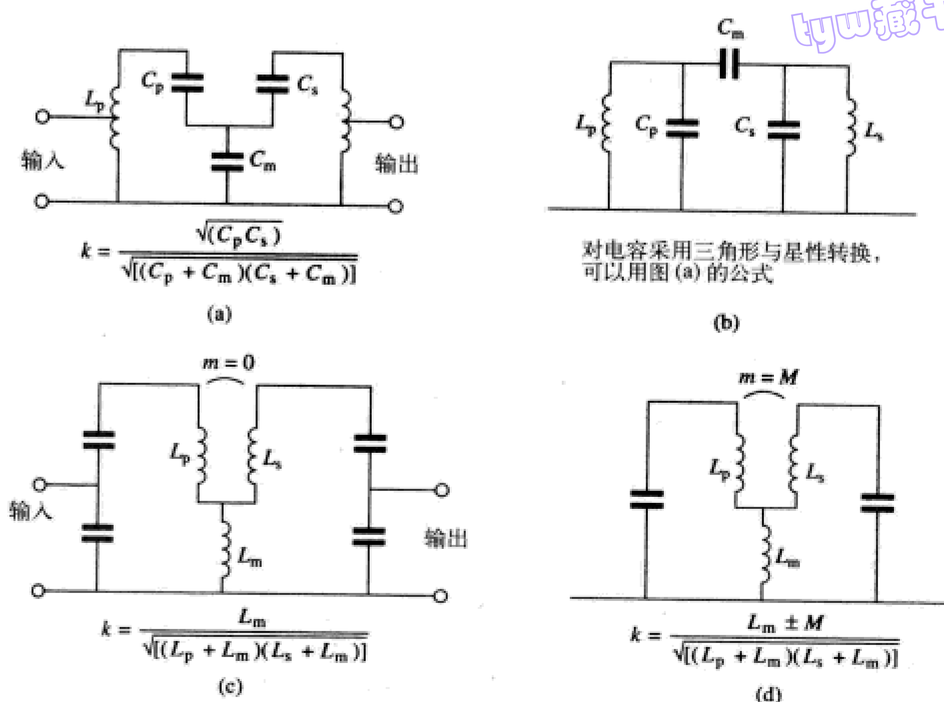


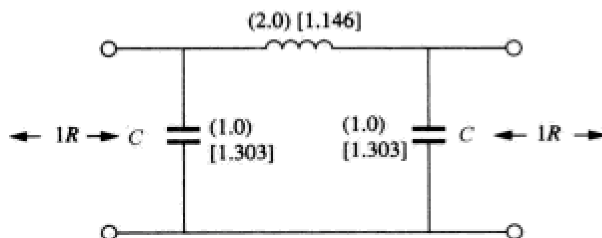
图 2-4 耦合调谐电路

(a) 底部电容耦合 (b) 顶部电容耦合 (c) 底部电感耦合 (d) 相互混合和底部电感耦合

图 2-1 所示为一个简单的低通电路，该电路每个倍频程的最终衰减率只有 6dB，并且从通带到阻带的转换不陡峭。在需要转换很陡峭的地方，用串联电感 L 代替串联电阻 R 可以改善性能。如果 $R_L=\infty$，R_S 在 ω_0（这里 $\omega_0=1/\sqrt{LC}$）等于 $1.414X_L$，在 ω_0 处衰减为 3dB，频率特性曲线在这个频率以下很平坦，而在这个频率以上达到每倍频程−12 dB 的衰减。如果允许在通带内有小的峰值（在 ω_0 处，$R_S=X_L$），那么在 ω_0 处没有衰减，每倍频程衰减达到之前所述的 12 dB 后很快截止。以一个二阶切比雪夫（Chebychev）响应为例，为了得到更快的频率截止率，尤其是如果需要一个平坦的没有峰值的通频带 [巴特沃斯（Butterworth）响应]，需要采用更多阶的滤波器。图 2-5a 所示为设计的一个三阶滤波器，连接在 1Ω 的信号源到 1Ω 的负载之间，截止角频率为 1rad/s，即截止频率为 $1/2\pi=0.159$Hz。(这些“规一化值”在静态时作用很小，但是如果截止频率达到 2MHz，则各个元件值都要除以 $4\pi\times10^6$。如果输入输出按 50Ω 设计，则所有的电容值都要除以 50，而所有的电感值都要乘以 50。因此，一开始设计时采用规一化值，就可以根据需要的截止频率和输入输出阻抗很容易地更改设计。) 图 2-5 中圆括弧中的值为针对巴特沃斯响应的设计值，而方括弧中的值为针对 0.25dB 波纹的切比雪夫响应的设计值，即在通频带内有 0.25dB 的波纹。注意下面详细说明了巴特沃斯和切比雪夫滤波器的区别：对巴特沃斯滤波器，显示的值表示在 0.159Hz 有 3dB 的衰减，但是对切比雪夫滤波器，显示的值表示通频带的波纹深度（如例中显示的−0.25dB）。对具有更高阶、尤其是具有更大的波纹深度的切比雪夫滤波器，其阻带的衰减比巴特沃斯滤波器更大。图 2-5a 所示的两种滤波器最终都以相同的每个倍频程 18dB 的衰减率截止。然而，如果两种滤波器衰减 3dB 的频率相同，则切比雪夫响应在阻带内的衰减更大，这是因为它固有的带内有波纹、带外陡峭的截止特性所决定的。射频工程师所需的大部份类型的滤波器的设计都可以通过已出版的规一化的滤波器响应表格查到[2,3]。其中也包括椭圆滤波器，如果你能接受

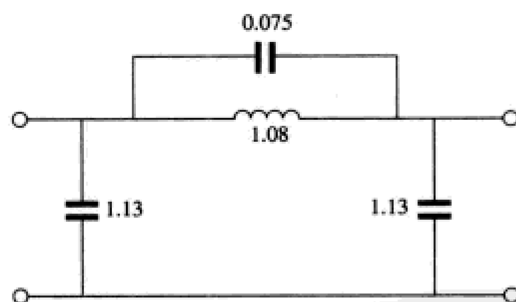
如图 2-5b 所示的最大衰减的限制，这种椭圆滤波器在阻带的衰减更快。由于这种滤波器在元件数量给定时具有很大的选择性，因此，在射频应用中这种设计得到了广泛运用。附录 10 给了一个大范围的椭圆低通和高通滤波器的设计。对于更多的、特殊的滤波器的设计细节，如螺旋状的谐振器或梳状线带通滤波器、机械的、陶瓷的、石英晶体和声表面波滤波器等，读者可以查阅介绍相关滤波器的一些优秀参考书。但石英晶体振荡器是一个非常重要的器件，我们在这里必须介绍一下。

16

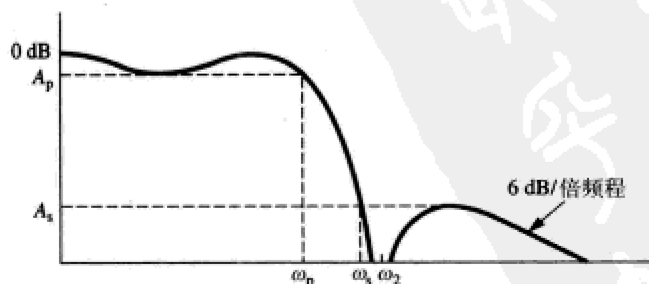


（巴特沃斯）和 [0.25dB 切比雪夫] 三阶低通滤波器，截止频率 1 rad /s，$Z_0 = 1\Omega$，C 的单位为法拉，L 的单位为亨利

(a)



三阶椭圆低通滤波器，$A_p = 0.18$dB 波纹，截止 (−0.18dB) 频率 $\omega_p = 1$ rad /s，$Z_0 = 1\Omega$，频率衰减率 $\omega_s = 3.1$ rad /s，$A_s = 38.8$dB



(b)

图 2-5　巴特沃斯、切比雪夫和椭圆三阶低通滤波器

一个石英晶体振荡器由接地端、封装和研磨过的晶体坯所构成，在晶体坯上面沉积了金属电极。有晶体各种不同的切割方式，最普通的一种是工作在 1～200MHz 频率范围的 AT 切割，

这种方式既适用于不需控制温度的场合，也适用于需要保持恒温（如+70℃）的烘箱，后一种场合是更高的频率准确性的振荡器所要求的，可以达到预期的高环境温度（一个恒温晶体振荡器 OCXO）。在环境温度下，在需要晶振的频率准确性更高且加热时间或烘箱的功率无法接受的场合，可以采用温度补偿的晶体振荡器（TCXO）。在这里，采用温度敏感元件（如热敏电阻）对电压可变电容器做相反的变化，以减小晶体振荡器的振荡频率对温度的依赖。

17

当交流电压加到晶振的电极上时，加在石英晶体（一种很好的绝缘体）上的电压迫使晶体的尺寸发生微小的变化，即压电效应。如果交流电压的频率与石英晶体的固有振荡频率一致，（该固有振荡频率取决于石英晶体的大小、厚度以及电极的面积，合成的机械振动比其他振动大得多。实际上，石英谐振器像串联调谐电路，*L/C* 的比值很高）。尽管如此，谐振时它仍然具有很低的 ESR（等效串联电阻），原因是它具有非常高的有效 *Q* 值（典型值范围为 10 000~1 000 000）。像任何串联调谐电路一样，石英振荡器在频率高于谐振频率时表现为电感性，其纯自感与 C_0 谐振于一个频率，C_0 为两个电极之间的电容量。因为即使对于工作在兆赫兹范围的晶体，*L* 可能为几亨利，*C* 为百分之一皮法左右，其串联谐振与 C_0 并联谐振的频率差别小于 0.1%（见附录 9）。晶体一旦确定工作在串联或并联谐振，制造商将对其进行适当调整，使其谐振在特定的频率。晶体工作在大约 20MHz 以下的频率时，通常制造成并联谐振方式，并且外电路 30pF 的电容 C_C 与 C_0 并联。在使用中调整 C_C 可以最终调整工作频率。晶体的工作频率可以以这种方式“牵引”（上下调整），调整范围差不多是 1×10^{-6}~2×10^{-6}，但是调整的电容值与其设计的工作电容值的差别越大，频率的稳定性就越差。像许多机械振荡器（如小提琴弦、铜管乐器等）一样，晶体能振动于各种不同的谐波。通常在 20MHz 以上的频率，设计晶体工作于谐波，如第 3 次、第 5 次、第 7 次或第 9 次谐波，其通常工作于或近似工作于串联谐振，连接一个可调的电感性或电容性的电抗，电抗值与等效串联阻抗 ESR 相比不太大，在串联工作电路中允许对频率做最后调整，但是串联工作的可调范围不如并联工作的可调范围宽。要获得最高的频率准确性，晶体应采用 SC（张力补偿或者双旋转）切割，当然这样做相当昂贵。由于 SC 切割的晶体比 AT 切割的有更多的伪谐振模式，其应用也更困难，必须抑制伪谐振模式，以保证工作在需要的频率。

石英晶体还用于带通滤波器，它的 *Q* 值非常高，构成的滤波器比电感器和电容器构成的滤波器的百分比带宽小得多，所以采用率很高。按照惯例，每个预调到其设计频率的不同晶体都在阶梯或网络结构电路中通过电容器耦合到一起。但近来的做法是将多对晶体（单片双谐振器）做在一个坯子上，通过机械振动耦合。并且还发明了单片四方形的谐振器，可制造性能优良而体积更小、价格更低廉的滤波器。

参考文献

1. Terman, F. E. *Radio Engineers' Handbook*, McGraw-Hill (1943)
2. Zverev, A. I. *Handbook of Filter Synthesis*, John Wiley & Sons (1967)
3. Geffe, P. R. *Simplified Modern Filter Design*, Iliffe (1964)

18

第 3 章　射频传输线

3.1　工作在直流的传输线

在这一章的后面部分，将会讨论传输线在传输射频信号时是如何工作的。但是，考虑一个频率为 0 的信号（即直流信号），观察这个信号到达传输线终端的情况，以及这个信号是如何反射的，是非常有用的。同时，在一些射频设备（如后面将提到的雷达发射机）中考虑到这一点也很重要。

为简单起见，我们设想传输线是放置于空气甚至真空中，这样，传输线的传输速率就接近于光速，即每纳秒 300mm[①]，特性阻抗为 300Ω，终端开路。在电源与两根铜导线连接之前，讨论一下传输线的工作情况（如图 3-1 所示）。

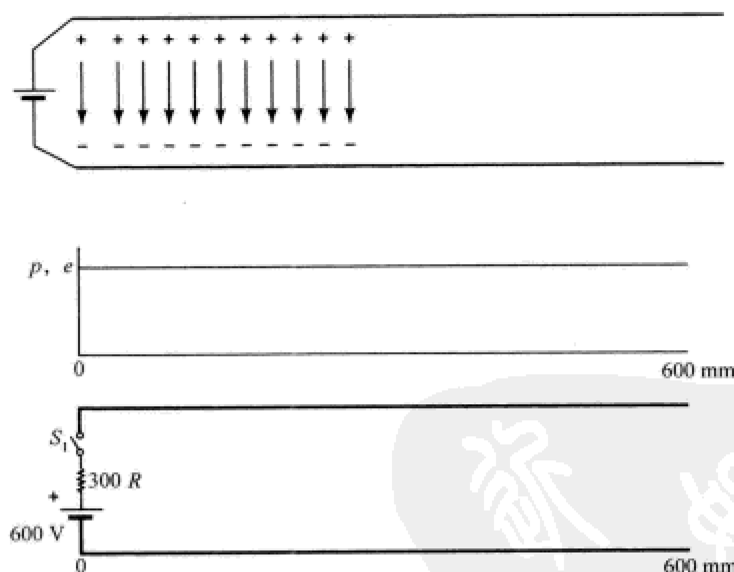


图 3-1　一个与匹配电源相连接的 300Ω 开路传输线

沿着传输线单位长度上的每一点，具有相同数量的质子和电子，质子和大部分电子是固定的。但是在每一个铜原子里，仍然有一些自由电子，它们在两根导线之间形成一种所谓的“导电气体”。如图 3-1 最上面的那张图所示，图中 x 轴为 600mm，也就是传输线的长度。在开关闭合之前，单位长度上相同数量的质子和电子用标注为“p，e”的线条表示。于是，在任何一根导线的任何一点上都没有净电荷，同时，两根导线之间各处的电位差均为 0。

一个原子中的自由电子并不归其所有。如果自由电子作为电流的一部分游离到了左边，原

① 在一根周围是空气的传输线上，信号的传输速率非常接近光速。在同轴线中速率只有光速的三分之二，而在通常用于给示波器的 Y 偏转板馈电的延迟电缆中，其速率还要低得多，在带有负载的电话电缆中，速率只是光速的十二分之一。

子核中的正电荷就会吸引其他的自由电子，使另一个电子从右边跑过来替代原自由电子的位置，这种现象会在整个电路中发生。

现在考虑开关闭合时的情况。如图 3-2 所示，反向电流流进传输线上面的那根导线，而事实上反向电流流到右边纯粹是由于有电子向左边移动造成的（至少在金属导体里是这样，金属导体不同于半导体，没有自由移动的正电荷或“空穴”）。

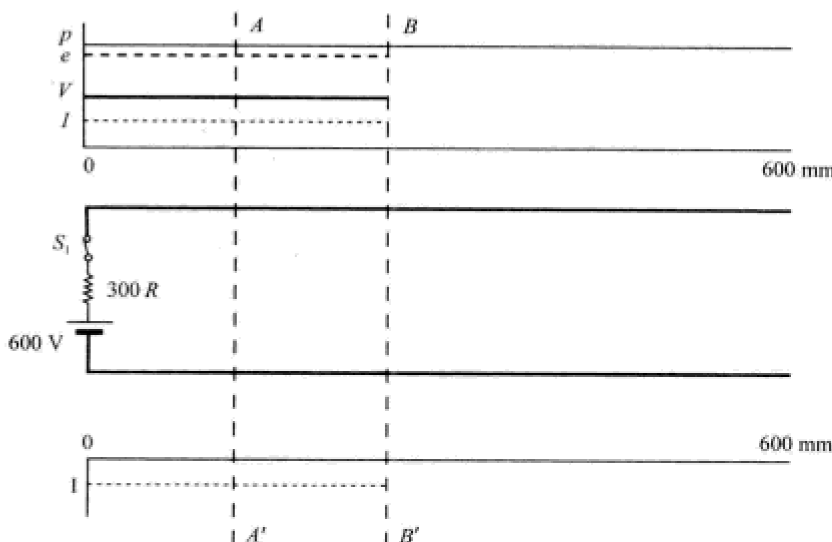


图 3-2 开关闭合 1ns 后的位置

考虑到传输线上波阵面的传输速率与光速相同（对一根周围是空气的传输线，传输速率会比光速慢一点），于是在 0.5ns 之后，波阵面就会到达图 3-2 中标明的 AA' 处，然后再过 0.5ns，波阵面就会到达图 3-2 中的 BB' 处。开关闭合的瞬间，上面那根导线中最左边的电子开始移动，最终通过开关进入匹配电源，该电源的内阻和电动势分开表示。第二个电子发现第三个电子比第一个电子离它更近。由于电子之间靠得越近，它们之间的相互排斥就越严重，第二个电子受到第三个电子很强的排斥力，开始向左移动。以此类推，第三个电子发现第四个电子比第二个电子离它更近，也开始移动。相对于光速而言，电子的运动就如蜗牛爬行一般，但是刚刚描述的这种局部运动却会以光速沿着传输线进行传播，只需要 1ns 就到达 BB' 处。

20

在 BB' 处的右边，传输线的单位长度上仍然有相同数量的质子和电子，于是在那里无净电荷，电压也为零。在 BB' 处的左边，电子排成一条线以恒定的速度向左边移动，移动的电子之间在任何地方都保持相同间距，比如为 $x+\delta$，比 BB' 右边稍大些。所以，对于上面那根传输线，单位长度的电子有些微的不足，如图 3-2 中用虚线 e 表示出了这些电子的数量（没有按比例画出）。相对于下面那根传输线，传输线上恒定的正电压是由单位长度上恒定的净正电荷形成的，在图 3-2 中用实线 V 表示。排成一条线的电子以相同的速度移动，并且保持相同间距，BB' 处左边的传输线电流用点状线表示。 V 与 I 的比值表示传输线的特性阻抗或波阻抗，假定为 300Ω，这是一种典型的处于空气中的双线传输线的阻值，尽管根据导线的粗细、双导线之间的间距以及它们之间的电介质的不同，传输线的特性阻抗可以是 300Ω 的 3～5 倍。

用来说明上面那根传输线上出现正电荷的机理，同样可以用来说明下面那根传输线上为何

会出现负电荷。可是现在，只要反向电流从电源流向上面那根传输线，就会从下面那根传输线流回到电源负极。这表明电源负极迫使电子流向下面那根传输线的左端。在那儿，第一个电子会发现它左边的那个电子比它右边的第二电子离它更近，以此类推，BB' 左边电子之间的距离较右边电子之间的距离稍近一些（$x-\delta$），电子之间仍然保持相同的间距，并以恒定的速度向右移动。电子的运动形成一个向左的反向电流，在图 3-2 的最下面的那个图中用低于基准线的点状线表示。

尽管上面和下面的两根传输线是分开讨论的，但是在两根导线上充电和放电的速度相同，充电和放电的界面就是波阵面。在前面的波阵面可以看作单根纯自由电子线，相当于玩具枪里的豌豆子弹。传输线上 1A 的电流代表每秒钟通过传输线上任何一点的电荷为 1 库仑。一个电子的电荷量为 1.602×10^{-19}C，因此每秒钟有 6.242×10^{18} 个电子离开上面那根传输线流入下面那根传输线。电子移动的速度取决于它们中有多少电子参与电流的传输。相对于较粗的传输线而言，较细的传输线里，电流由很少的一部分电子运动组成，因此移动速度很快。但无论如何，电子移动的速度始终比光速小得多。假设两根导线之间的距离相等，而粗和细两种传输线的特性阻抗明显不同，因此要产生 1A 的电流需要施加的电压也有很大的不同。波阵面的传播机理与上述一致，但是会有许多电子参与电流的传输，而不仅仅是第一或第二个电子。必须说明的是，上面那根传输线电子的不足（正电荷，由于原子核周围缺少了电子）分布在导线表面，围绕表面呈圆周分布，而下面那根传输线上附加的电子呈镜像分布，当然上面那根传输线内部并不存在电子不足的情况。

21

在 2ns 的时间内，波阵面在传输线上传输了 600mm，如图 3-2 所示，电源为传输线提供了 600nJ/ns 的能量（由 1A 的电流提供）可以认为电源与一个阻值为 300Ω 的电阻器相连接。如果传输线的长度无限，电源将连续与一个 300Ω 的电阻器相连接。同样，在图 3-1 中的传输线的终端，将连接一个阻值为 300Ω 的真实电阻。在开关闭合 2ns 后，电阻器会消耗 300W 的能量，在此期间，600nJ 的能量储藏在传输线的电场和磁场中。在开关断开后的 2ns 内电阻器里的 300W 能量将会继续消耗掉。

现在考虑在波阵面到达图 3-2 所示的传输线的终端开路端时候的 2ns 内发生了什么。传统解释是，一条开路线反射电压同相，反射电流反相；而一条短路线反射电压反相，反射电流同相。下面有一个更完整的分析。在 $t=2$ns 时，电源向传输线提供了 600nJ 的能量（对于非实质性的电路，该能量瞬间到达终端）。

因此电源向传输线提供了 2nC 的电荷。

沿着传输线有相同的电位差 300V。

$Q=CV$，因此，$2\text{nC}=C\times300$，C 是传输线两根导体之间的电容值。（不幸的是 C 既代表电容也代表库仑。）

因此：

传输线的电容 $=2=10^{-9}/300=6.667\times10^{-12}$F

存储的能量 $=(1/2)\,CV^2=1/2\times6.667\times10^{-12}\times300^2=300$nJ

这些能量只是输入能量的一半，因此其余的能量一定存储在磁场中。

存储的能量 $=(1/2)\,LI^2$

因此：

$$(1/2)\,L\times I^2=300\text{nJ}$$

$$L=600\text{nH}$$

也许讨论一条长度为 600mm 的开路传输线的感应系数很奇怪，但是，注意到 $t = 2\text{ns}$ 时刻，电流已流过每根导线的整个长度，这项讨论也是合乎情理的。

现在考虑一根无损耗的传输线，线阻抗= $(L/C)^{0.5} = (600\times10^{-9}/6.667\times10^{-12})^{0.5} = 300\Omega$。电源提供的总能量一半储存于电场中，另一半储存于磁场中。

对于开路情况，$t = 2\text{ns}$ 后，实际的情况是：在开路中，下面那根传输线的最右边的电子（“最后”一个电子）不能充分地向右移动。但是在传输线的输入端，两个导体间的电压仍然是 300V，于是电源继续将电子吸引到传输线的最左端——因为从电源看起来仍然像是接了一个 300Ω 的负载。电子串继续其运动，迫使“除了上一个电子之外的第二个”电子更加接近上一个电子的位置。当它们之间的距离从（$x-\delta$）降到（$x-2\delta$）时，它们之间的排斥力大得足以使除了上一个电子之外的第二个电子暂停运动。紧接着，第三个和其他电子也会慢慢停下来，因此传输线最右边的电流为零。电子的运动和静止之间的界线在于电子以光速向左边传播，即使个别电子移动的速度相对很慢。

22

当上面那根传输线最右边的电子开始移到左边，成为一串向左移动的电子流中的最后一个电子，最右边的原子核因为没有从它右边来的电子来取代原来的电子，就不愿意完全放弃它周围的电子，因此电子很快又从电子串中分离出来。左边靠近这个原子的下一个原子同样不愿放弃它周围的电子，因为它右边同样没有可以替代的电子。从右边来的第二个电子也从电子串中分离出来，现在这两个固定的电子之间的距离是（$x+2\delta$）。电子串继续向左移动，给电源释放 1nC/ns 的电荷。随着越来越多的电子“交换物”留在了电子串的运动路径上，电子出现了短缺，这种短缺是有规律的，所有电子的间距都是（$x+2\delta$），直到 3ns 后，情况如图 3-3 所示。

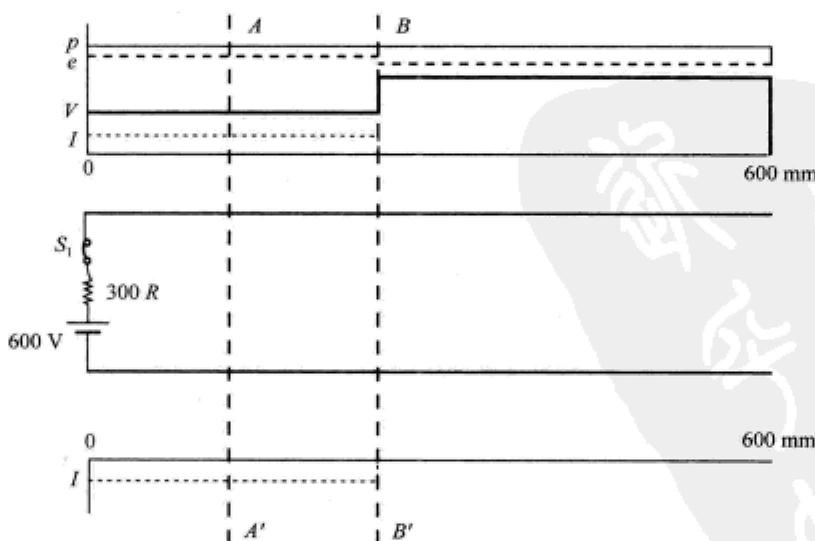


图 3-3 开关闭合 3ns 后的情况

导线上电子间距（$x\pm\delta$）等同于两个导体之间有 300V 的电位差，则（$x\pm2\delta$）等同于 600V 的电位差。

上面导线在 BB' 右侧单位长度上不足的电子是其左侧的两倍，在图中用虚线 e 表示。上面导线与下面导线相比，电压为 600V，用实黑线 V 表示。由于 BB' 右边的电子是静止的，因此

在 BB' 右边传输线上的电流为 0。当开关 S_1 闭合 4ns 后，电子串的长度减小到零，留在电子串的运动路径上的所有电子的间距为（$x+2\delta$），下面导线上的电子之间的距离为（$x-2\delta$），并且线上任何一处的电压都是 600V。所以在电源 300Ω 内阻的两侧不存在电位差，于是由电源电动势 EMF 提供的反向电流会突然终止，下面导线上会留下多余的电子，单位长度上多余的电子与上面导线缺乏的电子相等。

23

从 $t=2\text{ns}$ 到 $t=4\text{ns}$ 的时间内，电流流过的传输线的长度有规律地从 600mm 减到零，同样，电感也从 600nH 减到零，并且将存储于磁场中的 300nJ 的能量转化成了更多的能量存储于电场中。加上在这段时间内由电源提供的 600nJ 的能量，传输线上共有 1200nJ 的能量，全部存储于电场中。

显然有反向电流从上面那根导线流到下面那根导线上，这就是位移电流。这个电流由 Maxwell 提出，使得在没有明显的电路的时候（比如对电容进行充电时）保证了电流符合 Kirchoff 第一定律的连续性的概念。需要注意的是，假想的位移电流只存在于电场强度（电压梯度）正在改变的地方。在图 3-2 中，开关 S_1 闭合 1ns 后，在 BB' 左侧传输线上电压处处为 300V，而在 BB' 的右侧传输线上电压则处处为零。因此，1A 的位移电流只在波阵面处流动。这就意味着，如果电压的跃变是瞬间完成的，产生位移电流的导线间的长度无限小，则位移电流密度就为无限大。这很难做到，也是位移电流概念被淘汰的一个原因。

特性阻抗为 300Ω 的传输线与一个电容器或者一个 300Ω 的电阻器之间有本质的区别吗？在两倍电压处，一个电容器能够存储四倍的能量，一个电阻器则以四倍的比率消耗能量。在导线开路的情况下，在 2ns 的时候，300V 电压下存储的能量是 600nJ，在 4ns 后，两倍电压处，存储的能量只是翻倍到 1200nJ。但是在 2ns 后，只有 300nJ 的能量存储在传输线的电容处，另一半则存储在传输线的电感处。因此，当电压增加一倍到 600V 的时候，存储于传输线电容处的能量变成了原来的四倍。在 4ns 的时间内，1200nJ 的能量消耗在电源内阻上，所以由 600V 的理想电源提供的总能量是 2400nJ。

在 4ns 的时候，传输线上存储的能量是（1/2）$CV^2=1/2\times6.667\times10^{-12}\times600^2=1200\text{nJ}$，该能量与具有相同电容值的分离电容器的储能完全相等。重要的区别在于，如果分离的电容器与一个 300Ω 的电阻器相连，它会提供一个初始值为 2A 的指数衰减电流，而充电传输线在 4ns 内会提供一个 1A 的恒定电流，而后突然终止。这就是为什么用延迟线而不是电容器为磁控管提供阳极功率在雷达发射机中形成一个平顶脉冲。

类似的分析可以发现，在传输线终端短路的情况下，入射波被反向反射，在短路处电压为零。电流与相位有关，于是 4ns 之后——在 600mm 的传输线上——在导线的输入端出现短路，信号源提供的电流双倍为 2A。

3.2　工作在射频的传输线

射频传输线以最小的衰减和失真来传输射频信号。它有两种主要类型：平衡和不平衡传输线。前者的最典型例子就是作为天线馈线的特性阻抗为 300Ω 的平行双线传输线，这种天线经常用于甚高频的广播接收机，后者最典型的例子则是作为天线馈线的 75Ω 的低损耗同轴线，一般用于超高频电视机与其天线之间。

结合图 3-4 可以解释特性阻抗。撇开理论上理想的电压源，任何实际的信号源（电源，比如电池）都有一个相应的内部阻抗，当它外部的整个负载阻抗等于它的内部阻抗时，可以从它那儿

24

获得最大功率。在射频电源的情况下，如射频信号发生器，如果电源阻抗是纯电阻性而非电抗性的，则非常方便。此时，在纯电阻负载上传输的能量（没有能量传输给电抗负载）与频率无关。

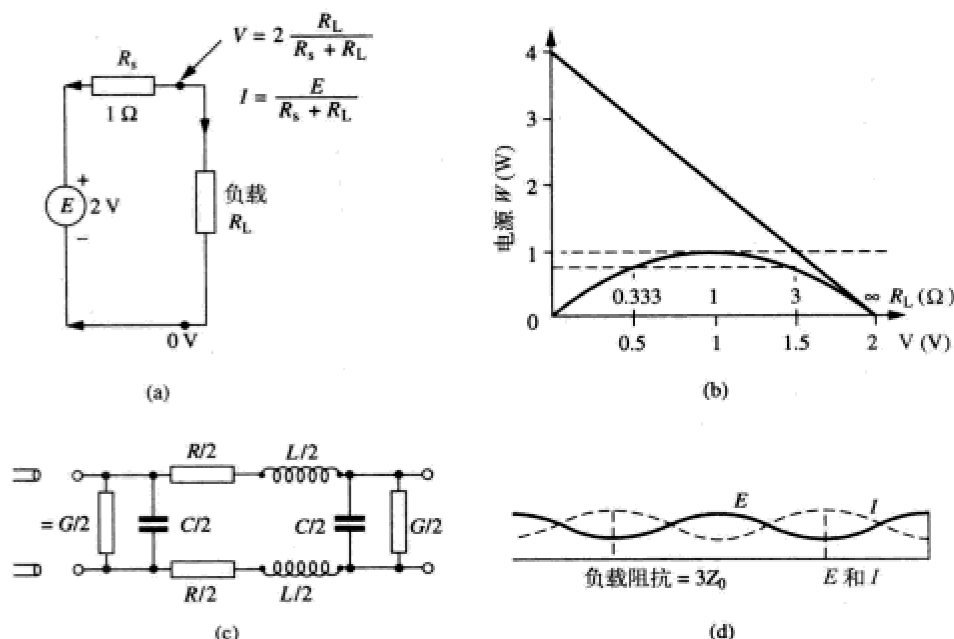


图 3-4 传输线与匹配

(a) 源与负载的连接

(b) $E = 2$V，$R_S = 1\Omega$。负载上要获得最大功率，只有当 $R_L = R_S$ 以及 $V=E/2$ 时（匹配条件，若 $R_L = 3R_S$ 或 $R_L = R_S/3$，负载上获得的功率比匹配时的功率下降 25%）。在匹配的情况下，电池提供的总功率是负载获得功率的两倍。短路时，电池提供的总功率是匹配负载获得功率的四倍，这些功率都消耗在电池内部

(c) 双线传输线：一段短线的 Π 型平衡等效电路

(d) 当负载阻抗$=3Z_0$时，合成的电压和电流驻波

图 3-4a 和图 3-4b 简单表明，若电源电阻为 1Ω，则最大利用功率为 1W。然而，通常信号发生器的内阻为非平衡的 50Ω，即输出电压出现在同轴电缆连接器的内导体上，其外导体与地相连（对地无电压）。假如这样的输出与一根无限长且无损耗的同轴电缆相连接。如果电缆的内导体和外导体的直径成比例（考虑到电介质的介电常数），信号发生器就会最大程度地将能量传输到电缆。电缆相对于电源是一个 50Ω 的负载，这种情况与一个 50Ω 的电阻接在有限长度的电缆终端时情况一样。

图 3-4c 所示为一段短的平衡馈线的单位长度的等效电路，其中等效有串联电阻和电感，在两根平行线之间有并联电容和电导（通常电导可以忽略）。串联阻抗和并联阻抗分别用 Z_S 和 Z_P 表示，则导线的特性阻抗 $Z_0 = \sqrt{Z_S Z_P}$。如果 G 可以忽略不计，并且 $j\omega L >> R$，那么实际上 $Z_0 = \sqrt{(L/C)}$，导线上每单位长度的相移 $\beta = \sqrt{(LC)}$ 弧度。那么传输线上的信号波长（通常比自由空间的波长短）就是 $\lambda = 2\pi/\beta$。

虽然在射频处，$j\omega L >> R$，电阻仍然要引起一些损耗，因此在某种程度上信号沿着传输线传输时有衰减。单位长度上的衰减由传播常数的完整表达式来体现，即 $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(Z_s Z_p)} = \sqrt{\{(R + j\omega L)(G + j\omega C)\}}$，其中，$\alpha$ 是单位长度的衰减常数，用奈培表示。奈培表示

功率之比取自然对数，以 e 为底而不是以 10 为底，1 奈培 = 8.7dB。实际上，由于趋肤效应随频率的增大而显著，R 比直流电阻更大，所以所谓的衰减常数并不是真正的常数，而是会随着频率的增长而增大。

如果一个 50Ω 的信号源为一个无损耗的 50Ω 同轴电缆馈电，电缆终端接的负载高于或低于 50Ω，那么负载上的电压就会比接 50Ω 的匹配负载时高或低，通过负载的电流则会相应的低或者高。入射到负载上的一些电压会向信号源反射，就如同前面所解释的一样，无论同相还是反相，这些反射波与入射波的速度相同。图 3-4d 所示为一个阻值为 150Ω 的负载，通过 50Ω 的电缆与一个 50Ω 的电源相连接，此时负载阻抗为 $3Z_0$。反射电流的大小与入射电流有关，称为反射系数 ρ，由下式给出：

$$\rho = (Z_0 - Z_L) / (Z_0 + Z_L)$$

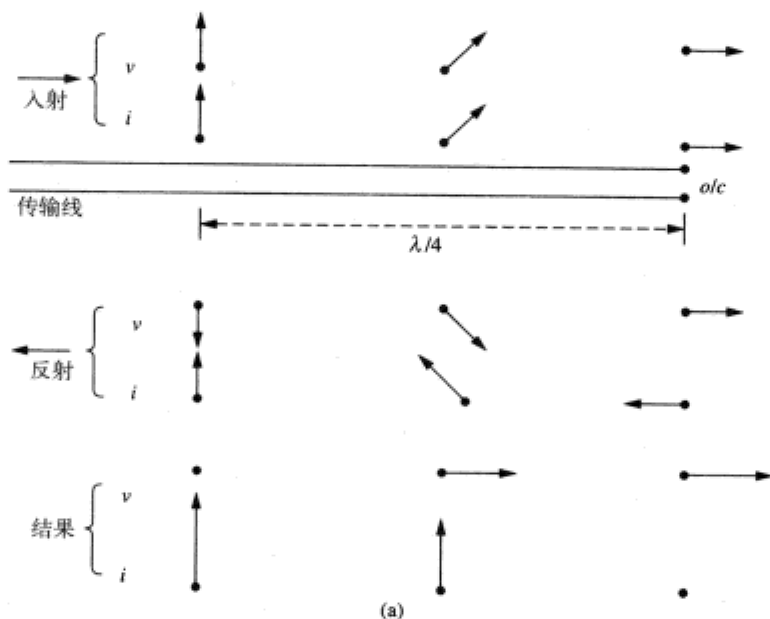
在图 3-4d 中，$Z_L = 3Z_0$，$\rho = -0.5$，负号表示反射电流的相位与入射电流相反。所以，如果入射电压和入射电流是均一化的，那么负载上的净电流就是入射电流和反射电流之和，等于 1−0.5 = 0.5A。负载两端的净电压以相同的比例随着电流的减小（或增加）而增加（或减小），所以负载上的净电压是入射电压的 150%，并且沿传输线的净电压在入射电压的 150%和 50%之间变化。传输线上的最大电压与最小电压的比值称为电压驻波比 VSWR，VSWR = $(1-\rho) / (1+\rho)$（或者是它的倒数，无论如何都大于 1），所以对于图 3-4d 中的情况，$\rho = -0.5$ 时，VSWR = 3。如果传输线终端接的负载阻抗与本身的特性阻抗 Z_0 相等（匹配传输线），则 $\rho = 0$，VSWR=1。注意到同轴电缆的特性阻抗沿着它的长度可能会有细小的变化，这可能是由于制造或安装时紧固的压力所引起。在附录 5 中会有进一步的详细讨论。

如果特性阻抗为 50Ω 的传输线的长度为 $\lambda/2$ 或者是其整数倍，则图 3-4d 中的信号源端就相当于接了一个 150Ω 的负载，但是如果传输线的长度是 $\lambda/4$、$3\lambda/4$ 及其他的话，信号源端就相当于接了一个 16.7Ω 的负载。实际上，长度为四分之一波长的传输线就相当于一个变换器，把电阻 R_1 变换成 R_2，$R_1 \times R_2 = Z_0^2$。对于电抗 X_1 和 X_2 情况相同（不过需要注意的是，如果 X_1 是电容性的，X_2 就是电感性的，反之亦然），对于复数阻抗 Z_1 和 Z_2 情况也相同。所以一个长度为四分之一波长、特性阻抗为 $\sqrt{(R_1R_2)}$ 的传输线，在一个频率点上，可以将负载 R_2 与信号源 R_1 进行匹配，并且实际带宽超过 10%。注意到传输线的电长度与其工作频率有关。如果在一个频率点上，传输线的长度是 $\lambda/4$，则对于较低的频率其长度就会比 $\lambda/4$ 短，反之亦然，因此四分之一波长变换器本身就是一个窄带器件。

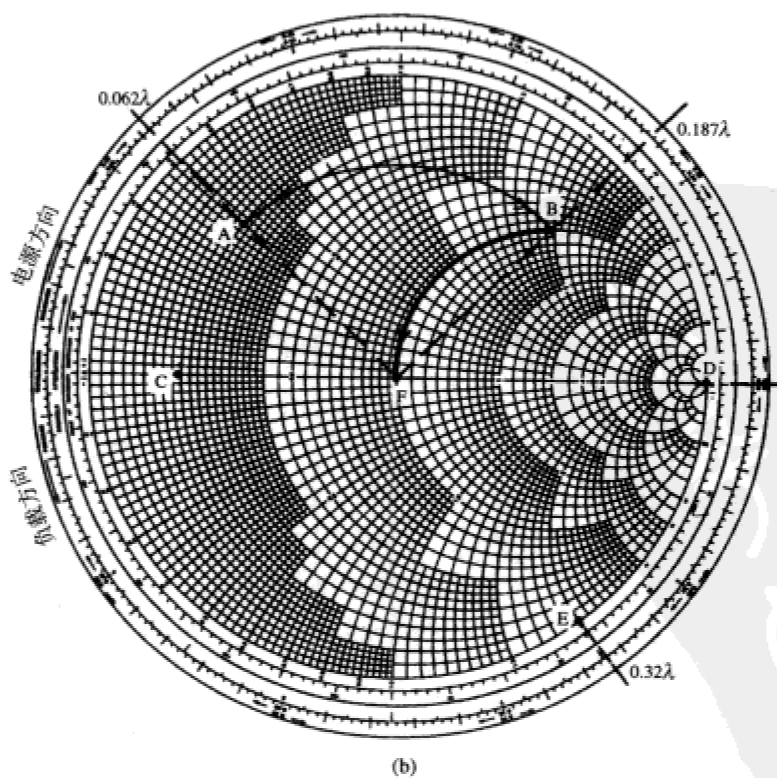
26

一个四分之一波长的变换器可以把短路电路变换成为开路电路，反之亦然，小于四分之一波长的传输线则把两者变换成纯电抗，如图 3-5a 所示。功率（意味着电流与电压同相位）沿着无损耗的电缆向终端开路端传输。（图 3-5a 是功率在某个时刻的简单描述。进一步沿传输线传播的向量出现延迟，因为它们与输入向量的相位不同，直到稍晚之后又相同。）当信号到达终端时，由于终端没有电阻，所以没有能量损耗。实际上这种情况与图 3-4a 中信号源终端没有断开时的输出一样，也就是说，一个开路终端的电压是终端接匹配负载时电压的两倍，终端没有电流流过。产生这种情况的唯一条件是，馈电线开路端的反射波的电压与输入电压同相，电流与输入电流反相。这种反射波会向信号源传播，图 3-5a 也显示了电压和电流的结果，可见在离开路端 $\lambda/8$ 处，电压落后于电流 90°，如同在一个电容器中一样。而且，电压与电流的比值与入射波的一样，所以用欧姆表示的电容的电抗等于传输线的特性阻抗。在小于接近于 $\lambda/4$ 处，则该电抗值比特性阻抗要小，而在接近于开路端，则相反。同样，对于长度小于 $\lambda/4$ 的传输线，终

端短路的传输线呈电感性。



(a)



(b)

图 3-5

(a) 在离开路端 λ/8 处，电流超前电压 90°，在这一点上，开路线看上去像一个电容器，其电抗等于 $1/jZ_0$，在 λ/4 处，C = ∞

(b) 史密斯圆图

对于不同的终端，阻抗随着传输线长度的不同而不同，可以用史密斯圆图表示（图 3-5b）。图的中心代表示 Z_0，通常归一化为 1。要得到实际值，只需要简单地把所有的结果都乘以 Z_0，如对于一个 50Ω 的系统就乘以 50。史密斯圆图可以很好地表示阻抗和导纳。水平直径从左侧的零到右侧的无穷大可以表示所有的纯电阻或电导。与右边相切的一系列圆代表阻抗中的电阻常数（或分流导纳中的电导常数）。从右边向左侧的一系列弧线是阻抗（导纳）中的电抗（电纳）常数的轨迹，图的上半部分代表感性电抗或者容性电纳。以圆图中心为圆心的同心圆，是 VSWR 常数的轨迹，圆图的中心表示 VSWR 为 1，最外面的圆表示 VSWR 为无穷大。传输线上从负载到信号源之间的距离，可以方便地沿着圆图的外围顺时针旋转，图中整个圆周表示半个波长。反射系数通常是一个复数（对电阻负载来说，才有可能是一个正数或负数），反射系数的相位也可以在圆图的边缘表示出来。

利用传输线的长度变化，可以在史密斯圆图上对任何给定的负载在点频上进行匹配。(同样可以利用史密斯圆图，采用集总电容和电感设计匹配网络，见附录 1。) 在图 3-5b 中用圆图表示归一化的导纳，*A* 点表示一个值为 0.2 的电导，并联一个值为+j0.4 的电纳（电容性的），向着信号源移动 $(0.187-0.062)\lambda=0.125\lambda$ 的一段距离后到达 *B* 点，*B* 点的导纳为 1.0 的电导与一个+j2.0 的电纳并联。(继续沿着圆图按照恒定的 VSWR 值旋转至 C 点，如果没有匹配的话，线上的 VSWR 将是 1 / 0.175 = 5.7。) 就像直接串联一个附加阻抗一样，也可以用导纳并联。如果我们在离负载 0.125λ 处增加一个−j2.0 的电纳，可以抵消 *B* 点+j2.0 的电纳。事实上，电感性的电纳−j2.0 与电容性的电纳+j2.0 并联谐振，因此从信号发生器端看过去，*B* 点沿着等电导线移到了 *F* 点，实现了一个完美的匹配。−j2.0 的并联导纳可以是一段短截线，即一段短路的传输线。*E* 点表示一个−j2.0 的电纳，从短路点 *D* 到 *E* 点所需要传输线的长度为 $(0.32-0.25)\lambda=0.07\lambda$。这个利用传输线的长度来进行匹配的例子忽略了传输线上的损耗。在实际情况中，当传输线的长度很短时忽略传输线上的损耗是允许的，但是当同轴电缆的长度很长（也许有好几个波长）的时候，馈线如与天线连接的馈线的损耗就很重要，不能忽略。因此在实际安装中，必须在感兴趣的频率上选择一条单位长度损耗足够低的馈线。

28

当频率在 400MHz 以上时，利用传输线的长度来进行匹配很方便。低于这个频率时，采用这种方法就不太合适，用集总元件的电感器和电容器的方式更好。这两种方法的匹配都是窄带的，典型的较好的带宽超过 10%。

3.3 实际传输线

正如前面所提到的，实际传输线有两种类型：平衡和不平衡的传输线。后者主要针对同轴结构，通常称为同轴电缆。适合工作于中低功率的同轴电缆的类型在附录 5 中有介绍（包括低损耗，如 RG 62 A/U 类）。对于工作在高功率情况，可采用专门的制造商和供应商提供的特殊的同轴电缆（刚性的、半刚性的、柔性的），如 Kabelmetal 公司、Times 微波系统公司和其他一些公司的产品。

最常用的平衡传输线或馈线特性阻抗为 300Ω，由聚乙烯材料隔开的两根铜线构成。通常用作天线到甚高频调频无线电装置的引线。作为平衡传输线，它会消除不必要的串扰，由于这种传输线每个引脚对地的感应电压相同——共模分量，因此尽管接收机通过一个平衡−不平衡变换器将信号合成，它只“看见”两根线上的电位差。

其他标准平衡传输线的阻抗为 135Ω、140Ω、600Ω、900Ω 和 1200Ω，不过这些传输线只在

电话陆地传输线中用到。平衡传输线很容易制造，只需要将两根导线扭在一起即可。两根 HCC（高传导率铜线）导线扭在一起可以获得大约 100Ω 的特性阻抗。具体值取决于所选导线的规格以及每厘米扭的圈数以及绝缘层的厚度。自熔瓷釉变压器线圈很方便制作，其外层可做成薄的、标准的或厚的。对于一个阻抗由 50Ω 到 200Ω 变化的 4 : 1 不平衡传输线变压器，100Ω 的双绞线是理想的，如图 3-6 所示。

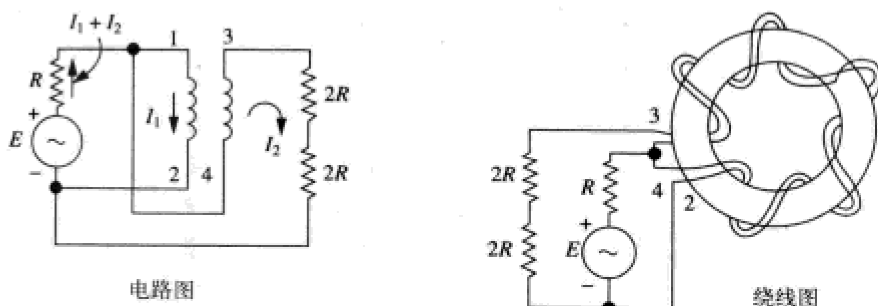


图 3-6 一个阻抗之比为 4 : 1 的不平衡到不平衡的变压器

29

平衡馈线和不平衡馈线之间有一种混合的情况。 双 RG 59B/U Twin 由两根 75Ω 的 RG 59B/U 同轴电缆并排在一起构成。这样，它们可以分开使用，也可以合起来用作一个 150Ω 的平衡馈线。

在需要很短的传输线的地方，如印制电路板上电路从一个区域到另一个区域，上面提到的馈线就不适合了。要用到另外两种：微带线和带状线。微带线通过在一块印制电路板的一面敷铜导带，另一面完全敷铜作为接地面而构成。这个导带的特性阻抗通常为 50Ω，该值取决于板的厚度、介电常数以及导带的宽度。铜的厚度只是一个次要的二阶响应。

在带状线的情况下，印制电路板上的铜导带夹在两个接地板中间。一个接地板在电路板的背面，就像微带线一样，另一个在另一面上，纯粹作为接地面。两块接地面在很多点处被钉在一起，以保证它们的表面电位相等。微带线和带状线的结构如图 3-7 所示。图 3-8 再现了微带线和带状线的特性阻抗与尺寸的函数关系。图 3-8b 假设带状线的导带完全位与介质中。对于上述通常采用的三明治式的结构，将会有一个与导带厚度相等的薄的空气间隙，其影响一般可以忽略不计。

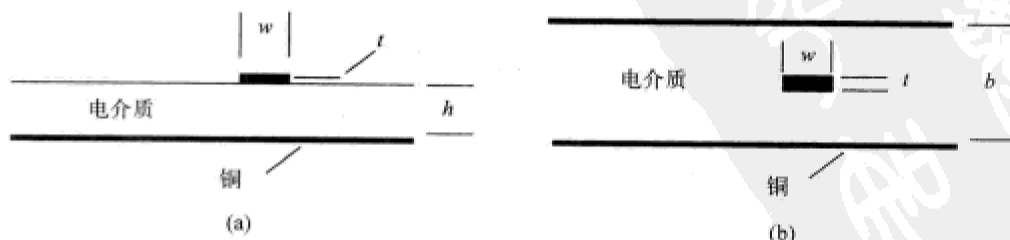
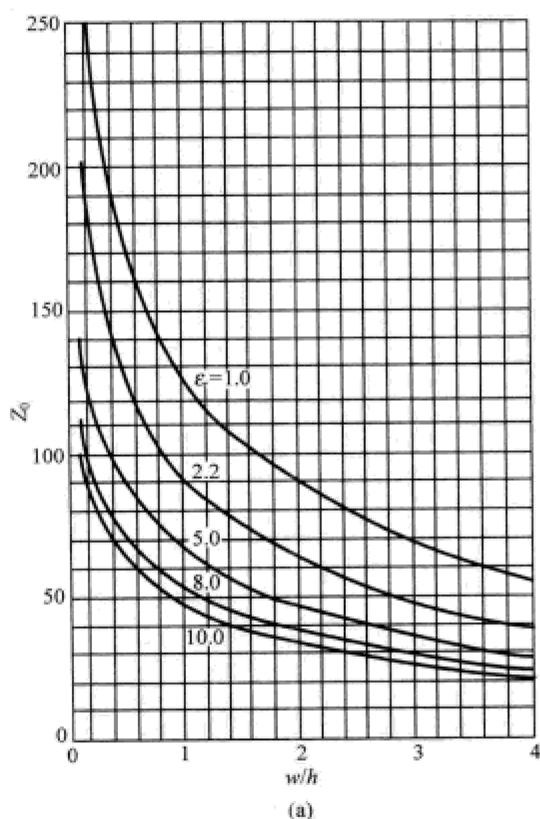


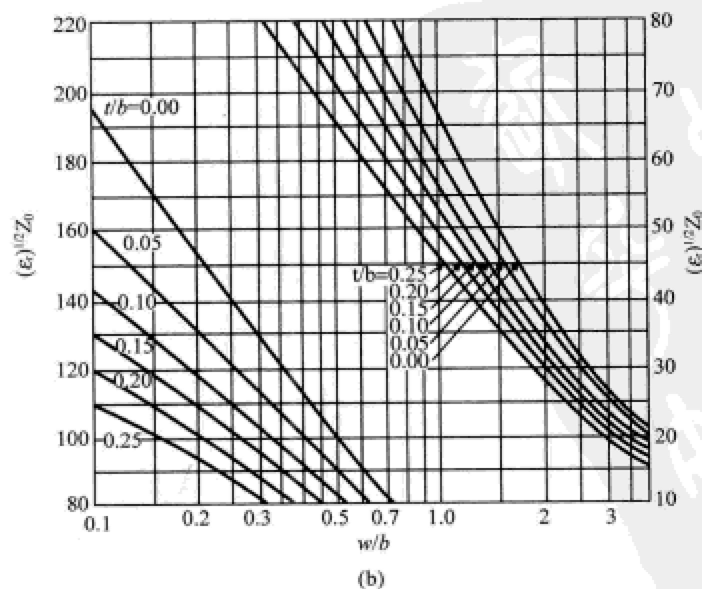
图 3-7

(a) 微带线 (b) 带状线

30



(a)



(b)

图 3-8　特性阻抗与尺寸的函数关系

(a) 微带线　(b) 带状线

第 4 章　射频变压器

4.1　引言

射频变压器主要用于两种场合：将一个阻抗值变换成另一个阻抗值，或者使两个电路在电气上绝缘。当然，绝缘和阻抗变换通常都需要，一个合适的变换器能够同时满足这两种功能，并且功率损耗最小。主要用作绝缘的例子包括数据网络的输入和输出耦合变换器，以及用作可控硅 SCR 点火的脉冲变换器。主要用作阻抗变换的例子包括在 MOSFET VHF（金属氧化物半导体场效应晶体管甚高频）功率放大器的级间变换器，以及 50Ω 馈线与 600Ω 高频天线之间的阻抗匹配变换器。这种匹配变换器在对不平衡的馈线与平衡的天线进行匹配的时候也需要。由于变换器有众多根本不同的应用，毫无疑问存在各种各样的变换器，从覆盖的频率范围接近 100 000：1 的小信号变换器，到覆盖的频率范围很难超过几个倍频程的高功率高频变换器。

4.2　变换器基础

在描述射频变换器的专业技术之前，需要从总体上概述其工作原理。变换器的作用依赖于尽可能多的（理想情况是所有的）磁通量，这些磁通量围绕着初级线圈并与次级线圈的每一圈相交链，线圈缠绕在高磁导率的磁性材料的磁芯上（如图 4-1a 所示）。然而，即使没有次级电流流动，也将引起一些初级电流——磁化电流，这个磁化电流会产生通量 Φ，两者同相。交变的通量在初级感应出反向电动势 E_{pB}，这个反向电动势近似等于供电电压 E_a（如图 4-1b 所示）。引起的磁化电流的大小取决于初级或磁化电感 L_m，而电感又取决于初级线圈的圈数和磁芯的磁阻，磁阻取决于磁芯材料的磁导率和尺寸。由于磁芯材料具有磁滞现象和涡流损耗，于是就有一些与磁芯上的交变通量有关的小的功率损耗，这种损耗可以用磁芯损耗电阻 R_c 来表示，这个电阻并联（像磁化电感 L_m 一样）到一个虚构的理想变换器的初级（如图 4-1c 所示）。磁芯损耗电阻引起了一个小的初级电流 I_c，这个电流与供电电压 E_a 同相，它与正交的磁化电流 I_m 一起形成初级空载电流 I_{pol}（如图 4-1b 所示）。

32

一个负载电阻 R 如何连接到次级线圈如图 4-1d 所示（忽略损耗），该电阻在变换器的输入端等效成电阻 R'，按圈数比的平方做变换。在实际中，需要考虑以下一些次要的不理想情况。首先，存在与初级线圈有关的有限线圈电阻 R_{wp}，同样次级线圈也有电阻。同时，不是所有的初级线圈中的电流 I_m 产生的通量都与次级线圈相交链，不交链的称为初级漏电感 L_{lp}。如果把 E_a 加到次级线圈，可以观察到相似的效果，次级漏电感用 L_{ls} 表示。这两者以及 L_m 和 R_c 都显示在图 4-1c 中。由于经常可忽略误差，次级漏电感和线圈电阻可以转化到初级（通过与圈数比的平方相乘），并相应地增加初级电感和电阻的数值，以给出等效的总漏电感 L_l 和线圈电阻 R_w（如图 4-1e 所示）。图 4-1f 显示了图 4-1e 中变换器加载的情况，为了简化，使圈数比为 1。对于任何其他的圈数比，E_{pb}/E_s 和 I_s/I_p' 就简单地等于圈数比 N_p/N_s。可见对于全负荷的情况，总的初级电流几乎与次级电流反相，并且如果连接到次级的负载是电阻（如图 4-1e 和图 4-1f 所示），则由于有限的磁化电流引起初级电流比供电电压稍有滞后。

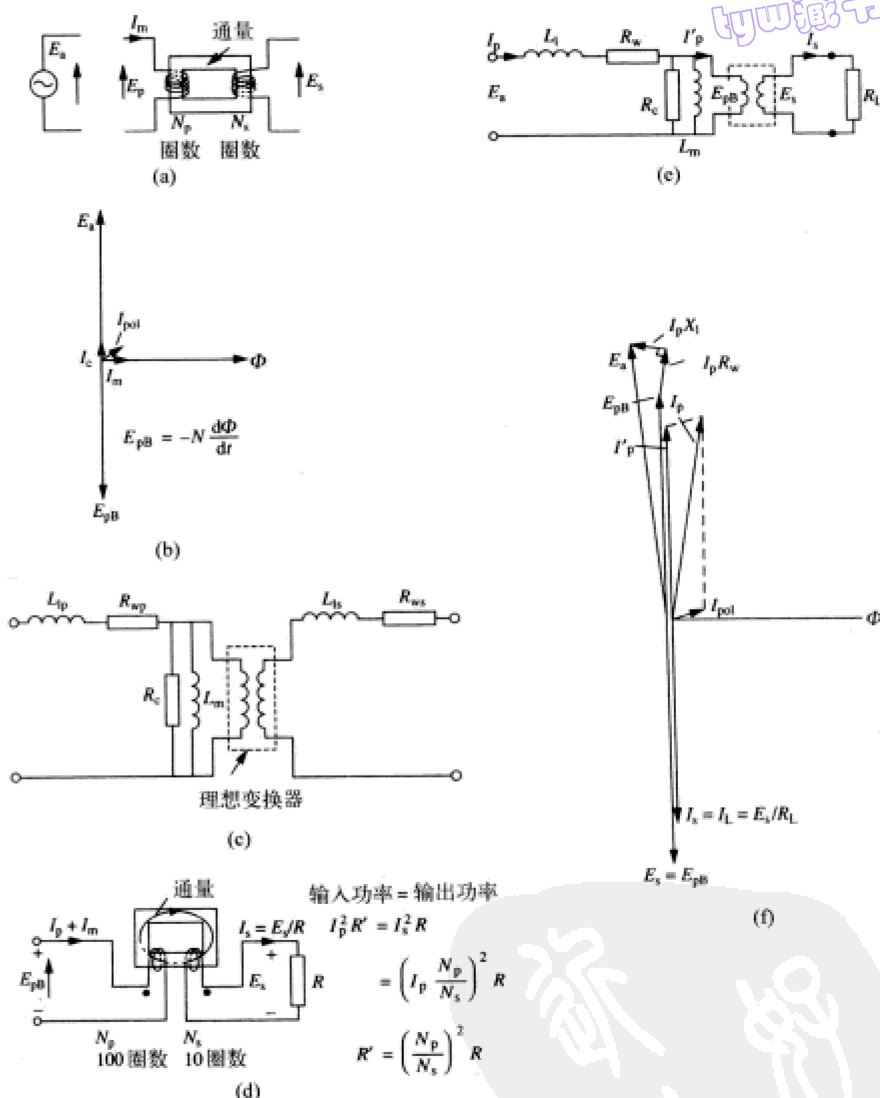


图 4-1　变换器的工作（见正文）

4.3　射频考虑

上述分析完全满足工作在固定频率的电力变换器，但对于宽带信号变换器明显过于简单，因为它忽略了初级和次级线圈内部和线圈之间的电容。要对它们进行分析计算并不容易，即使是在变换器电路图中把它们表示出来也不容易，因为它们是分布的，并且不能用常规的集总形式（像 L_m、L_l、R_c 和 R_w 一样）精确表示出来。但是，它们实际上影响了宽带射频变换器高端频率范围的性能，尤其是高阻抗线圈的情况，例如，一个 50Ω 到 600Ω、额定功率上千瓦的变换器的次级和将高频发射机匹配到菱形天线。在一定的假设条件下，初级自电容和等效到初级的次级自电容的值可以用参考文献[1] 中的公式计算。这在精确设计中有助于确定电容或漏电感是否对变换器高端频率的 3dB 点有很大的影响。

在进行宽带变换器设计的时候，对图 4-1e 中的各项参数值都有要求。除了计算，如上面提

到的线圈电容，直接测量和推论也是可行的。直接测量 L_m 和 L_l 很简单，如果测量在变换器频率范围的低端进行，其结果是可信的，因为这时线圈的电容效应很小。初级电感在变换器空载时测量，即次级开路。但是，如果是次级短路，一个（几乎）短路的电路将成为理想变换器的初级，所以 L_m 和 R_c 也将短路。因此测量给出相对于初级的总漏电感。初级电感和漏电感这两个测量值将分别反映出与 R_c 和 R_w 相关的损耗成分。过去需要用射频电桥进行点频测量，这是一项耗时的工作。现在可以很容易地观测到作为频率的函数的初级开路和短路的阻抗，在 s 参数测试装置上对 s_{11} 进行测量。

第二种计算参数的方法是在变换器与额定负载相连接时，根据变换器的性能推导出来。初级电感会引起一个 3dB 的插入损耗，因此很容易确定，当工作频率减小时，在 3dB 对应的频率处，电抗下降到等于额定的初级电阻和源电阻相并联时的阻抗，即在一个 50Ω 的系统中等于 25Ω。注意相应频率的绝对插入损耗并不是 3dB，而是相对于频带中心的插入损耗增加了 3dB。 34

假设频带中心的插入损耗不受 L_l 影响，并且 R_w 和 R_c 相对于频率是常数，虽然这是一种简化，也可以近似反映真实情况。在变换器频率范围的上端，情况变得复杂一些，性能受到漏电感、自电容和绕线间的互电容以及磁芯损耗 R_c 的影响。后者随频率线性增长，速度通常高于频率增长的速度，特别是工作在高通量密度的高功率变换器。漏电感和杂散电容在决定变换器的高频性能中的相对重要性取决于较高的绕线阻抗的阻抗值，初级或次级也都可能影响变换器的高频性能。对于高比值的变换器，为了把高阻抗（如 600Ω）线圈的自电容减到最小，增加一些漏电感是有益的。在任何情况下，为了防止变换器在开路情况下发生电压击穿的危险（如天线发生故障），必须增加高功率射频变换器次级层的间距。

对于适当比值的低功率（因此物理尺寸小）变换器，漏电感通常相对于自电容更是一个问题，可以采取措施使初级和次级的耦合达到最大。很明显，采用的磁芯材料的磁导率越高，要达到足够的初级电感所需的圈数就越少。但是，给定最小所需的圈数值，进一步的工作是可能实现的，最重要的是绕线的方向。

在较高的频率（如射频）处，普遍采用铁氧体磁芯，由于这种磁芯在高频时保持了高的磁导率，同时具有低的磁芯损耗。铁氧体的高电阻率（通常是金属磁材料的一百万倍，对于镍－锌铁氧体通常更高）导致了非常低的涡旋电流损耗，因此不必用层压法。为了降低磁滞损耗，将运用于变换器的铁氧体设计成具有非常低的矫顽力。因此，这些铁氧体被称为“软铁氧体”，以区别于具有高矫顽力的“硬”铁氧体，后者用作小的扬声器和马达中的永磁体等。

对于高到 1MHz 左右的频率，通常最好选择具有高的初始磁导率（高至 10 000 甚至更高）的 MnZn（锰锌，有时称为 A 类）铁氧体。对于更高的频率，最好选择 NiZn（镍锌，或称为 B 类）铁氧体，因为这类铁氧体高频损耗更低，尽管它们的初始磁导率的范围低至 5～1000 左右的各种量级。在非常高的频率处，引起更大损耗的原因与铁氧体磁芯有关。铁氧体材料具有高的相对介电常数，通常对于 MnZn 铁氧体约为 100 000。与线圈相关的电场在铁氧体内引起电容性的环流电流，由于铁氧体不是理想电介质，这个电流将引起损耗。这种效应在 NiZn 铁氧体中不那么明显——这正是它们在很高的频率下具有优越性的另一个原因。 35

对于 0.5～10MHz 频率范围，优先选择 NiZn 或 MnZn 铁氧体取决于很多因素，包括功率电平和所允许的谐波失真和交调电平。这些以及其他因素在各种资料中有详细的论述，包括参考资料 1 和 2，参考资料 3 也包含很多信息，既有理论又有实践。表 4-1 给出了典型的 MnZn 和 NiZn 铁氧体更为重要的一些参数的典型值，以及典型应用，这些铁氧体由特定的制造商生产。可以明显看出 NiZn 铁氧体更适合高频应用。还有许多铁氧体制造商，从中选择了一些列于附录 7（没有全部列出来）。

表 4-1a　工业和专业用途的 MnZn 铁氧体

材料——锰锌

参　数	符　号	测试标准条件		单　位	F58	P11	F5	F5A	F5A	F44	F44A
初始磁导率（标称值）	μ_i	B<0.1mT 10kHz	25℃	—	750 ±20%	2250 ±20%	2000 ±20%	2500 ±20%	3000 ±20%	1900 ±20%	2400 ±20%
饱和磁通密度（典型值）	B_{sat}	H=796A/m =10Oe	25℃	mT	450	—	470	470	460	500	510
		静态	100℃		—	—	350	350	330	400	—
剩余磁通密度（典型值）	B_r	H→0(从近饱和开始) 10kHz	25℃	mT	94	70	200	150	150	270	140
矫顽力	H_c	B→0(从近饱和开始) 10kHz	25℃	A/m	47	18	21	15	18	27	10
损耗因素（最大值）	$\frac{\tan\delta_{(r+e)}}{\mu}$	B<0.1mT	10kHz		—	1.5	—	—	—	—	—
		25℃	100kHz		<12	5	—	—	—	—	—
			200kHz		—	—	—	—	—	—	—
			500kHz		<20	—	—	—	—	—	—
			1MHz	10^{-6}	—	—	—	—	—	—	—
			2MHz		—	—	—	—	—	—	—
			5MHz		—	—	—	—	—	—	—
			10MHz		—	—	—	—	—	—	—
温度因素	$\frac{\Delta\mu}{\mu^2\Delta T}$	B<0.1mT	10kHz +25 ~55℃	10^{-6}/℃	0.5–2.3	0.5–1.5	—	—	—	—	—
居里温度（最小值）	θ_c	B<0.1mT	10kHz	℃	200	150	200	200	180	230	210
失调因素（最大值）	$\frac{\Delta\mu}{\mu_i^2\lg(t_2/t_1)}$	B<0.1mT 50℃ 10～100 min	10kHz	10^{-6}	<12	4	—	—	—	—	—
磁滞材料常数（最大值）	η_B	B=1.5～3mT 10kHz	25℃	10^{-6}/MT	<1.8	0.8	—	—	—	—	—
电阻率(典型值)	ρ		1V/cm 25℃	Ω-cm	100	100	100	100	100	100	100
磁导率幅度(最小值)	μ_a	400mT	25℃		—	—	2400	2400	2400	2500	2500
		320mT	100℃	—	—		1825	1825	—	—	—
		340mT	100℃		—	—	—	—	—	1900	—
总功率损耗密度（最大值）	P_V	200mT，16kHz	25℃		—	—	120	120	120	—	—
		200mT，16kHz	60℃		—	—	110	110	120	—	—
		200mT，16kHz	100℃		—	—	110	110	110	—	—
		200mT，25kHz	25℃		—	—	—	—	—	200	—
		200mT，25kHz	60℃	mW/	—	—	190	190	190	—	—
		200mT，25kHz	100℃	cm^3	—	—	190	190	210	130	—
		200mT，100kHz	100℃	—	—	—	—	—	—	750	380
		100mT，100kHz	25℃	—	—	—	—	—	—	250	—
		100mT，100kHz	100℃	—	—	—	—	—	—	160	80
		50mT，400kHz	25℃	—	—	—	—	—	—	—	—
		50mT，400kHz	100℃	—	—	—	—	—	—	—	—

（承蒙 MMG Mag Dev 公司授权复制）

F47	F48	F49	FB2	FB3	F9Q	F9N	F65	F9	F9C/F82	F10	FT6	FT7	F39	FTA
1800 ±20%	2300 ±20%	1000 ±20%	2000 ±20%	2700 ±20%	2300 ±20%	4000 ±20%	4400 ±20%	4400 ±20%	5000 ±20%	6000 ±20%	6000 ±20%	7500 ±20%	10000 ±30%	10000 ±30%
470	480	580	480	480	350	410	350	380	460	380	430	420	380	420
350	380	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
130	150	230	140	140	190	270	100	180	170	100	150	130	200	180
24	20	20	10	10	24	15	14	13	13	11	15	10	16	8
—	—	—	30	15	—	—	—		—	—	—	6	—	6
—	—	8	—	—	20	30	20	20	20	20	25	50	—	50
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	0～2	−1～2	−1～2	—	—	—	−1～0
200	220	290	230	230	140	140	>150	130	160	130	140	150	120	150
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	1.1	—	—	—	—	—	—
100	100	100	100	100	20	20	20	50	50	50	20	10	100	10
2000	2500	—	2500	2500	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2500	2000	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	1900	1900	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
120	—	350	200	200	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
100	—	250	130	130	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	380	—	750	750	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
110	—	—	250	250	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
80	70	—	160	160	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
150	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
150	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

表 4-1b　工业和专业用途的 NiZn 铁氧体

材料——镍锌

参数	符　号	测试标准条件	单　位	FF1	F53	F19	F19A
初始磁导率（标称值）	μ_i	B<0.1mT　25℃ 10kHz	–	1500 ±20%	1050 ±20%	1000 ±20%	900 ±20%
饱和磁通密度（典型值）	B_{sat}	H=796A/m=10Oe　25℃ 静态	mT	230	210	260	355
剩余磁通密度（典型值）	B_r	H→0（从近饱和处）　25℃ 10kHz	mT	175	130	130	190
矫顽力	H_c	B→0（从近饱和处）　25℃ 10kHz	A/m	30	50	53	20
损耗因素（最大值）	$\frac{\tan\delta_{(r+e)}}{\mu}$	B<0.1mT 25℃　100kHz		140	26	–	–
		400kHz		–	–	–	–
		500kHz		–	–	130	100
		1MHz		–	–	350	200
		2MHz		–	–	–	–
		3MHz	10^{-6}	–	–	–	–
		5MHz		–	–	–	–
		10MHz		–	–	–	–
		15MHz		–	–	–	–
		20MHz		–	–	–	–
		40MHz		–	–	–	–
		100MHz		–	–	–	–
		200MHz		–	–	–	–
温度因素	$\frac{\Delta\mu}{\mu^2\Delta T}$	B<0.1mT　10kHz +25～55℃	10^{-6}/℃	–	–	3～6.5	3～6.5
居里温度（最小值）	θ_c	B<0.1mT　10kHz	℃	95	100	120	160
电阻率（典型值）	ρ	1V/cm 25℃	Ω– cm	10^8	10^6	10^5	10^5

如果遭受强磁场或机械震动，高磁导率铁氧体的电特性会产生不可逆变化。这种变化包括磁导率和损耗因子的增大，在高频尤其显著。

数据来源于圆环磁芯上测量的结果。这些值不能直接转换到其他形状和尺寸的产品上。产品有关的数据只能取自相关产品的说明书。

（承蒙 MMG Mag Dev 公司授权复制）

F52	FA1	F24	F14	F16	$F01^P$	$F25^P$	$F21^P$	$F28^P$	$F31^P$	$F29^P$
850 ±20%	370 ±20%	350 ±20%	220 ±20%	125 ±20%	120 ±20%	50 ±20%	40 ±20%	30 ±20%	15 ±20%	12 ±20%
210	310	350	350	340	280	–	240	–	220	–
130	270	200	270	165	190	–	155	–	135	–
50	60	65	172	200	30	–	1200	–	1600	–
26	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
–	65	–	–	–	–	–	–	–	–	–
–	–	–	40	–	–	–	–	–	–	–
–	–	–	42	60	–	50	–	–	–	–
–	–	–	50	–	45	50	50	–	–	–
–	–	–	–	–	–	55	50	–	–	–
–	–	–	–	65	–	65	55	–	–	–
–	–	–	–	100	–	75	65	80	–	100
–	–	–	–	–	–	100	75	–	–	–
–	–	–	–	–	–	125	100	–	–	–
–	–	–	–	–	–	300	125	–	225	–
–	–	–	–	–	–	–	300	250	–	200
–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	1000
–	–	–	12 ~30	20 ~50	–	10 ~15	–	30	–	50
135	180	240	270	270	300	450	300	500	400	500
10^6	–	10^5	10^5	10^5	10^7	10^5	10^6	10^5	10^4	10^5

36 ~ 39

选择合适的低损耗磁芯材料是成功设计任何宽带变换器的基本先决条件，同样也要注意线圈的设计。对于宽带射频变换器，铜线常常是最好的选择，至少对如 50Ω 或更低阻抗的线圈是这样。线圈必须通过绝缘材料分隔开，如一条贴像片用的薄纸（上了蜡，在用烙铁的顶端加热的时能够熔化而粘住自己），对于高功率变换器，可以用高绝缘强度的绝缘带，如 PTFE（聚四氟乙烯）。对于高阻抗线圈，如 50Ω 到 600Ω 的巴伦的次级（平衡到不平衡变换的变换器），最好选择金属线。金属线可以上釉，或者在高功率变换器的情况下，用 PTFE 绝缘。在各种可能的情况下，采用单层总是更好，因为随着堆叠层数增加品质因数 Q 会更差——导致插入损耗增加——引起麻烦的线圈自电容，导致频带高端出现问题，尤其是对于高功率变换器。巴伦中的单层次级线圈本身就是对称的，但是通过初级线圈中的信号的静电耦合，平衡很容易被破坏，它的“热”端将与平衡的次级线圈的一端同相，与另一端反相。采用互相盘绕屏蔽的方法会导致不期望的初级和次级间的间隔增大，从而使漏电感增大。在次级螺线管绕线的下面采用全宽铜带的初级，解决方案是用初级接地端本身作为屏蔽，把初级的始端作为“热”端，为了对称，把远离始端的接地端作为附加的半圈。

4.4 巴伦

无论是相位的变化还是产生，都需要确定巴伦变换器的平衡度以保证一切工作正常。平衡度用分贝来度量，定义如图 4-2a 所示，数字实例如图 4-2b 所示，深入分析抽象的平衡和不平衡成分如图 4-2c 所示。平衡的定义可以看作是不依赖于变换器的比值。如图 4-2 所示的平衡线圈（通常当作次级）有一个中心抽头接地。若中心抽头（如果有）和线圈的任何其他部分都没有接地，称线圈处于悬浮状态。在使用中，这种条件下获得的平衡受变换器所连接的负载的平衡度的影响很大。用合适的平衡衰减器作辅助器件可以方便地对变换器的平衡进行测量。这样的衰减器有两个目的：首先是终端接其设计阻抗（如 600Ω），其次是提供匹配的信号源，对于测量系统常常是 50Ω。造成次级两半部分的电压有差别的主要原因，尤其是在巴伦频率范围的低端，是与初级相交链的磁通量的差异。与总的磁通量相比，这种差别还是很小，不平衡成分可以看作一个可忽略的小的源阻抗。平衡衰减器用来测量系统的特性阻抗。测量装置如图 4-3a 所示，图 4-3b 所示为许多初级和次级阻抗常见连接的平衡衰减器。通过图 4-3a 所示的巴伦测量的插入损耗小于图 4-3b 给出的允许值，图 4-3b 是实际使用的专用平衡衰减器，给出了变换器平衡比（单位为分贝）。

40

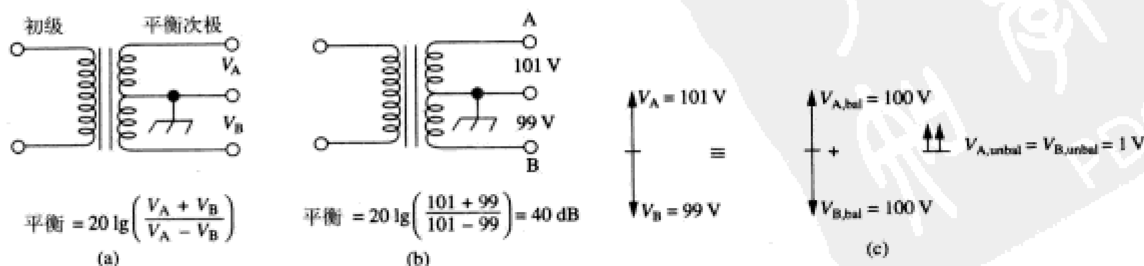
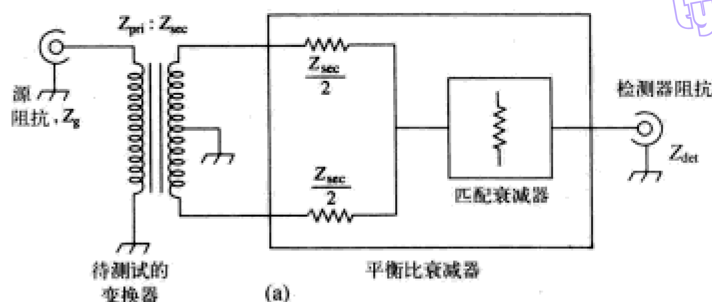


图 4-2 平衡变换器的工作

(a) 定义 (b) 举例 (c) 普通模式的成分



变换器圈数比	阻抗比 不平衡/平衡	平衡比衰减器，Ω	X dB	$Z_g = R_g$ Z_{pri} Z_{det}
1:1	50/50	25, 25, 37.5		50
	75/75	37.5, 37.5, 56.25	12 dB	75
	300/300	150, 150, 225		300
$1:\sqrt{2}$	50/100	50, 50, 25		50
	75/150	75, 75, 37.5	9 dB	75
	300/600	300, 300, 150		300
	50/200	100, 100		50
1:2	75/300	150, 150	6 dB	75
	150/600	300, 300		150
$1:\sqrt{6}$	50/300	150, 150, 150	7.7 dB	50
$1:2\sqrt{2}$	75/600	300, 300, 150	9 dB	75
$1:2\sqrt{3}$	50/600	300, 300, 75	10.8 dB	50

XdB 是从变换器插入损耗中减去的数值
加上它的平衡比衰减器获得变换器的平衡　(b)

图 4-3　测量平衡比的专用模块

(a) 平衡测量。通常 $Z_g = Z_{det} = 50\Omega$ 或 75Ω　(b) 不同比值的变换器平衡衰减器

如果绕在"E"形磁芯上面的初级线圈的两端接到磁芯的同一边，则初级将由围绕这个中心分支的许多线圈组成，次级也类似，这是标准的连接方式。磁芯的尺寸由制造商确定，以使得当线圈的圈数为整数时，中心抽头和每一个外部抽头的磁通量密度相等。线圈为半圈则违反了上述条件，因为相应的通量路径沿外部的一个分支，从中心和其他并行的外部分支返回。在只有较少圈数的高功率变换器中，如果要避免某个分支出现饱和，通量密度的不相等将减少变换器能够变换的功率容量。尽管这里我们只关心变换器，但也有必要指出在壶形磁芯电感器中更不需要半圈，因为它断开了中心抽头。对一个完整的线圈，相应的通量必须通过带有空气间隙的中心抽头，从两个或四个并行的外部分支返回。对于半（或四分之一或四分之三）圈，通量能够通过一个或多个外部分支，并从其他外部分支返回，它们都没有缺口。因此半圈可能比整数圈有足够高的电感，还有更高的损耗和可怕的电感温度系数！

前面提到的 LF（低频）响应通过跨接到变换了的负载电阻 R'两端的 L_m 的分流效应来调整，对应-3dB 点（见图 4-4a）的频率处，L_m 的电抗值已下降到初级电路特性阻抗的一半。从图 4-4b 可以明显看出，图中匹配源的形式为理想电流源，所有元件都归一化为一。通过在初级线圈串联一个合适的电容器，可以将低频响应保持到更低的频率，如图 4-4c 所示。这可以把损耗从没有电容时的 3dB 减小到有电容时的 2.5dB——虽然这个改进不是很显著，但足够满足特殊需要，即使你不能找到更好的磁芯或缠绕更多的圈数。问题是 R'和 L_m 的并联与 R'' 和 L_m'的串联等效，这里 R'' 小于 R'，L_m'小于 L_m。电容器通过消除 L_m'的作用，只能改善变换器的临界状态，它不能把 R'' 变回到 R'。R'等于源的特性阻抗，是唯一的负载值，此时负载可以从电源获得最大功率。

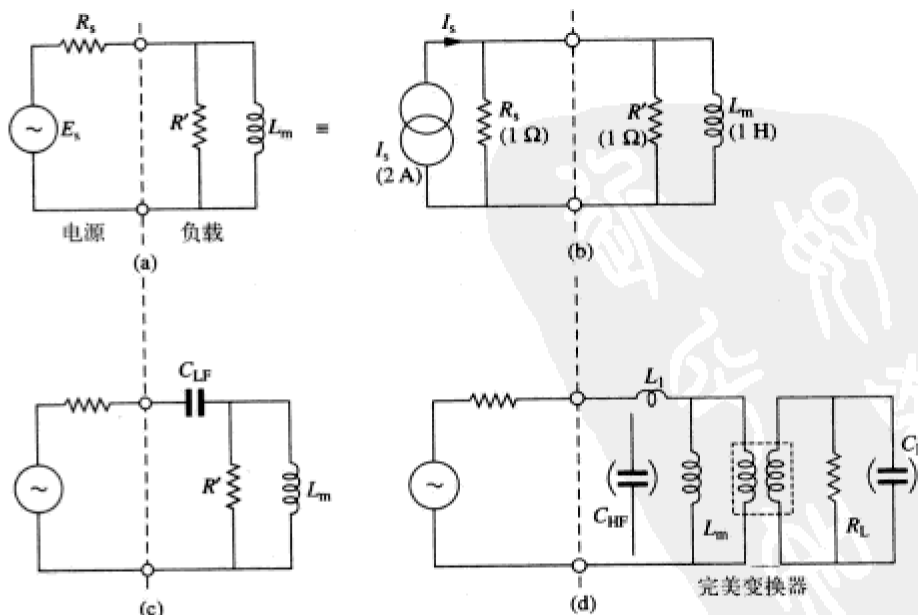


图 4-4 变换器带宽的扩展

(a) 说明低频 3dB 点 (b) a_s 归一化到 1Ω 的并联等效
(c) 串联电容实现低频扩展 (d) 高频扩展的方法之一：并联电容

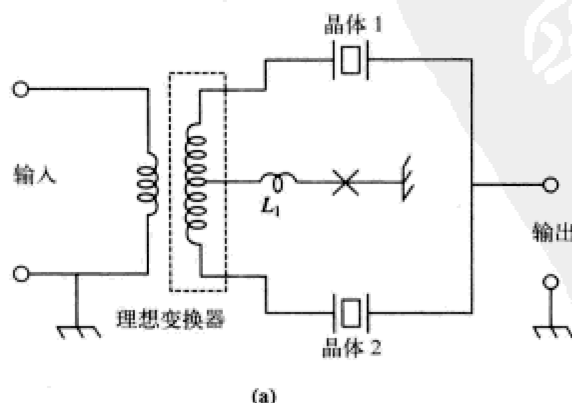
在选择 R' 的时候可以有意地让它在频带中心跟源不匹配，只要让 R'' 等于源电阻，频率较低的-3dB 点可以向下扩展到可观的程度。低频扩展的程度通过可接受的带内波纹来确定，这导

致一个二阶契比雪夫高通响应。在小信号变换器中，带宽比效率更重要，这种方案或许是有价值的。注意到一个电容器与初级串联时，呈现在源端的阻抗在所关心的频带以下趋于无穷大，而不是朝短路阻抗方向减少。这个特性在一些应用中很有用。

在变换器频率范围的高频端的边沿可以做一个相似的改进，由于漏电感的电抗增加，此处频率响应下降了 3dB。这里可以再次采用电容器，而这次电容器与变换器并联，以消除漏电感的影响。如果二阶契比雪夫低通响应令人满意，3dB 点可以再次改善到 2.5dB，使 −3dB 频率往上移一小点或者更多。电容可以连接到漏电感之前或之后，例如，跨接在初级或次级线圈两端。对于后一种情况，通过用薄绝缘层的导线做次级，或者多层线圈，可以把电容放到变换器里面。

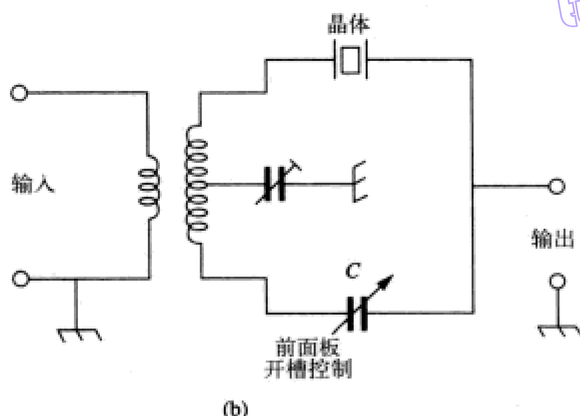
有一种情况可以用调谐来完全克服漏电感的有害影响，显然这种方式只在一个频率适用——尽管在特殊应用中没有问题，但是应用到晶体滤波器有问题。在标准频率如 10.4MHz、21.4MHz、45MHz 等频率上可用并且非常便宜，经常用于双谐振器单片集成电路，甚至在最近的设计中，用于四个谐振器的单片集成电路。这种技术对于少量的非标准频率的滤波器并不适合，在这里滤波器更可能采用离散晶体，传统的晶格滤波器，每片采用四个晶体。图 4-5a 的排列更经济，通过巴伦变换器的帮助，每片只用了两个晶体。在这个例子中，平衡的次级线圈的中心抽头必须有效接地，提供给两个晶体的电压幅度需要完全相等并且相位相反。尽管在频带内两个晶体本身的阻抗不相等，对于最适宜的带通响应，记住两个晶体有不同的串联谐振频率。在这个应用中的问题不是初级和次级之间的漏电感，而是次级的两个半线圈之间的漏电感。可以画出两半线圈理想耦合的等效电路，这时漏电感与中心抽头端串联。连接到次级端的负载阻抗尽管会随频率变化，但在任何给定频率负载阻抗都相等，而漏电感是无形的，因为没有电流从它上面流过。可惜实际情形并不如此，通过在图 4-5a 中的 X 点插入电容并调谐到与漏电感串联谐振于滤波器通频带的中心，理想耦合（达不到的）的一对线圈的接头直接有效地短路到地。由于此时 L/C 比值远远低于维持了整个滤波器的通带的晶体，这个短路只在漏电感和插入电容的谐振频率处才有效。顺带指出，如果采用图 4-5b 中的更经济的电路形式，也能满足一个简单的二阶滤波器（等效为单极点低通滤波器）。这里电容 C 与 C_0 相等，C_0 为晶体的并联电容，一个对称响应的结果。向上或向下调整 C 的值，将在响应曲线的一边或另一边形成一个很深的凹槽，这是一段时间内在业余接收者中很流行的电路形式，可以在远距离通信时提取很强的连续波信号，与非常远距离的站点间的通信。

44



(a)

图 4-5　应用于次级电压需要理想平衡



(b)

图 4-5 （续）

(a) 半晶格滤波器 (b) 图的经济的电路形式

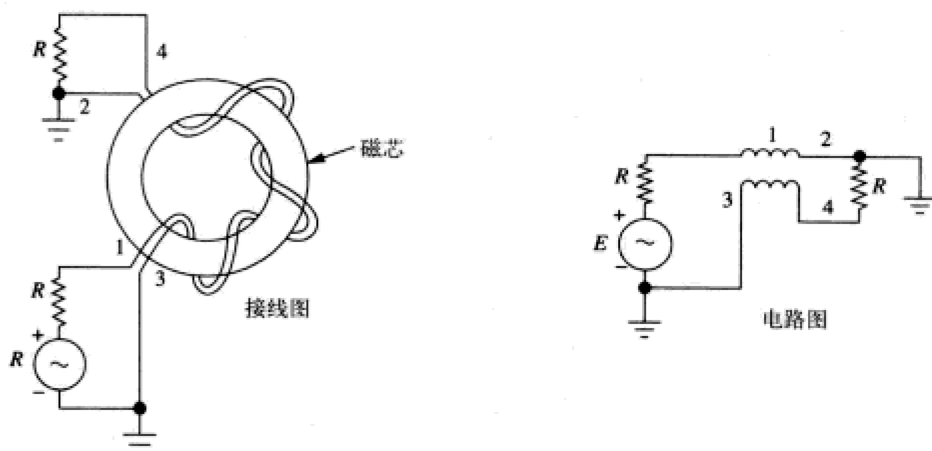
对于低功率应用，可在很宽的范围内用已经制作好的射频变换器，如 Mini-Circuit、Toko 等制造商的产品。其线圈通常额定为 50Ω，可用变压比从 1∶1 到 16∶1 的各种比值都有，频率覆盖到 VHF 或 UHF，覆盖的频率范围在 30∶1 到 1000∶1 之间。这种变换器绕线间的电容很低，常常采用表面贴装，广泛地用于巴伦（有一个或两个线圈中心抽头），或为了阻抗匹配的目的，也可用 75Ω 的模式。

45

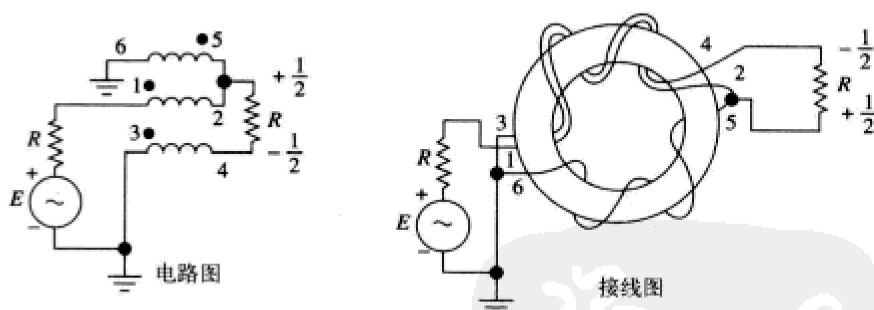
4.5 传输线变换器

对于射频变换器的讨论如果没有包括传输线变换器是不完整的。1959 年发表的一篇论文[4]使传输线变换器得以普及，尽管在当时这个设想也不算新，Ruthroff 的论文包含了过去的五篇参考论文。传输线变换器的基本原理是应付漏电感和线圈电容，取而代之为射频传输线的分布电感 L 和电容 C。尽管在许多情况下，在这个过程中失去了初级和次级之间的直流隔离，这仍不失为一个巧妙的想法。图 4-6a 所示为了一个 1∶1 的倒相变换器，传输线的阻抗应该等于初级和次级的标称阻抗。如果是 50Ω，可以方便地采用微型同轴线。里面的导线 1－2，携带需要在磁芯里面建立磁通量的磁化电流（除了 R 引起的负载电流，这个电流从 4－3 返回，因此在磁芯不产生净磁通量）。这个磁化电流通过负载接地端与电源接地端之间的连接返回。通量感应出与外面和里面相串联的电压，其值等于加在 1 点和 3（地）点之间的电压。这种装置可以看成是一个理想的倒相变换器与一段传输线相串联。磁芯的磁导率越高，为了获得足够磁化电感所需的圈数就越少，这个电感是为了让它能够工作在所需的最低工作频率，允许采用较短的传输线。对于 1∶1 的倒相变换器，线的长度无关紧要，当然除非导线的电长度达到通频带高端的 $\lambda/2$ 的范围，输出将与输入同相。Ruthroff 声称负载 R 的两端都通过缠绕电抗与地绝缘，没有一端能够接地，并且如果电阻的中心点接地，则输出就是平衡的。但在这种情况下平衡并不完全，因为仍然需要一些磁化电流（刚好是倒相情况的一半），而现在这个电流必须通过半个负载返回。图 4-6a 所示的线圈排列经常用作巴伦，其频率范围只有大约一个倍频程，因此它容易提供足够的初级电感以使剩余的不平衡保持在可接受范围内。更进一步，当这个装置被当作巴伦而不是倒相变换器，输出和输入之间的相位关系常常是无关紧要的。在这种情况下，可以采用足够长的线来对未用铁氧体磁芯进行补偿——一个典型的例子是从电视天线引出的同轴线馈线，该馈

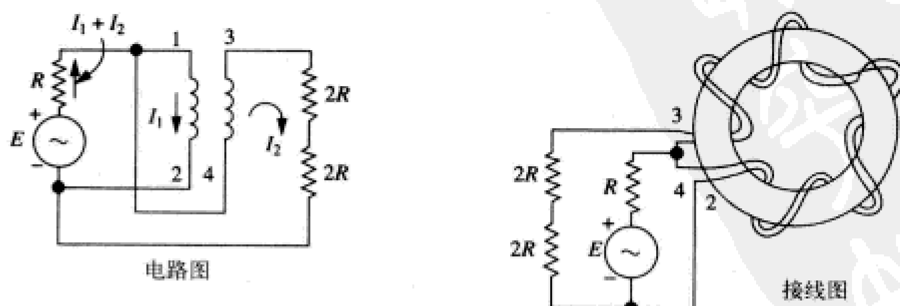
线作为免费的巴伦。在需要很宽频带的巴伦的地方，要保持频率范围下端的平衡度可以通过给磁化电流提供返回通路来实现，如图 4-6b 所示。（注意：一个点表示线圈的起点，所有线圈的表示相同。）



(a)



(b)



(c)

图 4-6　传输线变换器的各种例子

(a) 倒相变换器　(b) 非平衡到平衡变换器　(c) 4:1 阻抗变换器

通过端对端缠绕电抗实现导线一端与另一端的隔离，意味着输出能够加到输入的顶端，从而提供两倍的输出电压，如图 4-6c 所示。这提供了一个非倒相的 4 : 1 阻抗变换器。理想情况

46
~
47

下，所用的导线的阻抗应当是输入和输出阻抗的几何平均数，在 50Ω 到 200Ω 的变换器的情况下为 100Ω。这可以通过两根相互缠绕的上釉磁导线再选择合适的规格、绝缘厚度（生产商提供了精细的、中等的、厚的绝缘层导线供选择）和每英寸缠绕的圈数[5]就可以实现。注意在线圈的电长度为 λ/4 的频率处，输出电压加到输入顶端有 90 度相移，所以输出电压仅比输入电压高 3 dB，而不是 6dB，不再是一个 4：1 阻抗变换器。所以应在需要的最高频率处，保持线圈的电长度为波长的十倍或较小，这种情况所用导线的特性阻抗不是很要紧。

参考文献 4 讨论了很多其他的电路形式，其中很多以前曾经描述过，大部分限制在某种固定阻抗比，如 4：1、9：1 和 16：1，有时与不平衡到平衡的转换相结合，反之亦然。参考文献 6 是有用的，参考文献 7 讨论了为了获得间于上述阻抗比的中间值，在磁芯上滑动一个或两个外加线圈来实现。只要选择合适的磁芯传输线变换器可以有效地提供高达 10 000：1 的带宽。在频带足够的时候，完全可以省去磁芯，如前面已经提到的作为巴伦的电视机天线馈线。从磁芯的约束中解脱出来，可以考虑使用非常数阻抗的传输线。特别是平衡传输线的特性阻抗随着距离而指数增长，这在 20 世纪 20 年代美国、德国和澳大利亚提出的专利中有描述。参考文献 8 描述了准指数变化的锥形传输线变换器在 4 到 27.5MHz 范围内提供 200Ω 到 600Ω 的转换。诚然，它长达 41m，但只是由导线组成（加上一些绝缘支撑物），并且额定功率为连续时 20kW，峰值 30kW。

参考文献

1. Snelling, E. C. *Soft Ferrites, Properties and Applications*, Butterworths, London (1969)
2. Snelling, E. C. and Giles, A. D. *Ferrites for Inductors and Transformers*, Research Studies Press Ltd. UK, John Wiley and Sons, USA (1983)
3. DeMaw, M. F. *Ferromagnetic-Core Design and Application Handbook*, Prentice Hall, USA (1981)
4. Ruthroff, C. L. *Some Broad-Band Transformers*, Proceedings of the I.R.E., pp. 1337–42 (August 1959)
5. Lefferson, P. Twisted magnet wire transmission line. *IEEE Transactions on Parts, Hybrids and Packaging*, **PHP-7**(4), pp. 148–54 (December 1971)
6. Granberg, H. *Broadband Transformers and Power Combining Techniques for RF*, Motorola Application Note AN-749 (1975)
7. Krauss, H. L. and Allen, C. W. Designing toroidal transformers to optimize wideband performance. *Electronics*, 16 August 1973
8. Young, S. G. H.F. exponential-line transformers. *Electronic and Radio Engineer*, 40–44 (February 1959)

第 5 章　耦合器、混合器和定向耦合器

本章介绍一些更重要的无源器件。混合器（hybrid）是基于变压器的作用，而定向耦合器(directional coupler)则是基于电容耦合。首先看一个简单的电阻性的耦合器(resistive coupler)[或称为电阻性的分支器（splitter)]，这种器件可以按照任何要求的比例，将一路信号分成两路输出。图 5-1a 所示为三端口电阻性分支器，在每个端口提供 50Ω 的匹配，其余端口作适当的匹配，任何端口都可以作为输入端，其余两个端口的每一个端口的输出都比输入端低 6dB，并且与输入同相。这种三端口电阻性分支器的每个输出端比理想的（其内部无损耗）混合耦合器（hybrid coupler）多 3dB 的衰减，并且两个输出端之间只有 6dB 的相互隔离。相对于这些缺点，阻性分支/合成器价格低廉，并且可以工作于直流到微波波段。如果对输入到输出之间的附加损耗可以接受，两个输出端之间的相互隔离比传输损耗增加得快。如图 5-1b 所示，从端口 A 到端口 B（或 C）有 20dB 的传输损耗，而端口 B 和 C 之间的相互隔离达到 34dB。其他的设计（如 10 dB 的传输损耗、14 dB 的隔离）只需要在图 5-1a 中基于 6 dB 的分离器（本例中是 4 dB）的端口 B 和端口 C 上简单地增加一个 T 型衰减器，然后与一个电阻串联。图 5-1b 中的 T 型衰减器用于无互调的两个信号的合成，是通过保持两个信号之间的高隔离度实现的，例如两路语音信号发射机测试，或者两路射频信号的互调测试。任何数目的分支对称衰减器是很容易设计的。图 5-1c 所示为一个 50Ω 的六端口分离器，输入端口到任何一个输出端口的损耗是 14 dB。这样的多端口耦合器在具有 N 个收发信机的无线通信网络硬连线信号路径测试中很有用，在这里需要两个输出不相等，输入端到较大的输出端的传输损耗小于 6 dB。图 5-1d 所示为一个阻抗分配器作为“一个信号探测器”，例如用于频谱分析仪作发射机的输出信号采样。C 端口的输出比 B 端口低 40 dB，A 端口到 B 端口的损耗小于 0.2 dB，实际上可以忽略两个 0.5Ω 的电阻。设计一个分离损耗只有几分贝之差的非对称分配器是很繁琐的，如果可以接受主通道上有 6 dB 的衰减，通过在图 5-1a 分离器的输出端口按照不同衰减量的要求增加一个衰减器，这样会使设计变得更简单。

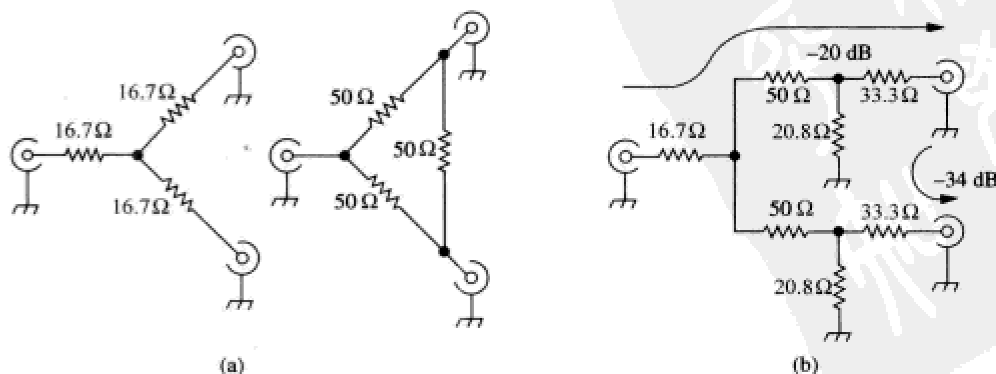
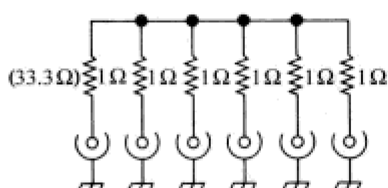
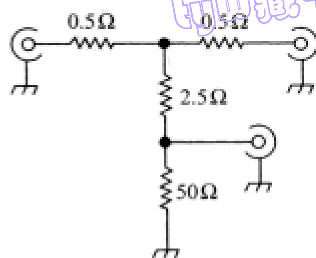


图 5-1　阻抗耦合器（50Ω 系统）

(a) 6 dB 对称两路（三端口）分离器/合成器　　(b) 20 dB 半对称分离器/合成器



(c)



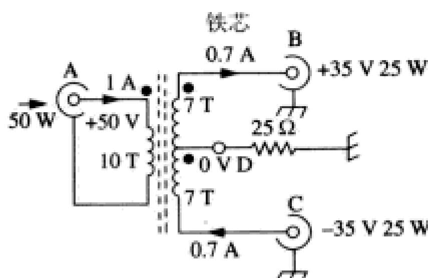
(d)

图 5-1　（续）

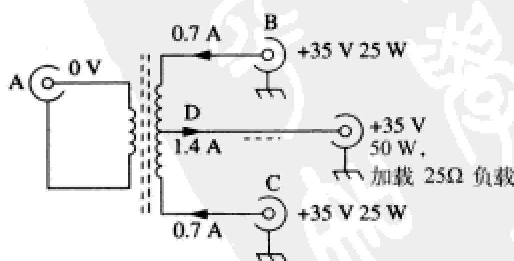
(c) 五输出分离器（$N=6$）对于任何 N：$R=50-100/N$（对于 50Ω 系统），损耗 $=20\lg(N-1)$，对于 $N=6$，损耗 = 隔离度 = 14dB

(d) 40dB 信号探测器（见正文）

混合器能够将一个输入信号功率分配到两个输出端口，损耗可以忽略，每一个输出比输入功率低 3dB。基本的混合电路如图 5-2a 所示。由于这个电路具有对称性，如果在端口 A 加入一个信号，假定端口 B 和端口 C 的终端接 50Ω 负载，该信号将等分给端口 B 和端口 C，而没有任何功率分配到端口 D（因此这个端口可以接从短路到开路的任意负载）。端口 B 和端口 C 之间的输出是反相的，这种排列称为 180°混合（端口 D 常内接 25Ω 终端，只有端口 A、B 和 C 对用户有用）。随之而来的就是如果两个相同的信号等幅、相位差 180°地加到端口 B 和端口 C，所有的可用功率合成到端口 A 输出，端口 D 还是隔离的。然而，如果这两个相同的信号是同相位的（如图 5-2b 所示），线圈中心抽头的电流在中心点没有产生净通量，因此端口 A 隔离，所有的功率分配到端口 D。如果端口 D 加一个 25Ω 的负载，则由于端口 B 和端口 C 每个提供了一半功率，每个端口可看成一个 50Ω 的终端负载。随之而来的就是如果一个信号加到端口 D，它将被均等地分配到端口 B 和端口 C，并且输出同相，而端口 A 是隔离的。这种排列称为 0°混合，端口 A 可以内接 50Ω 终端，通常安装一个自耦变压器将端口 D 变到 50Ω。由于不需要自耦变压器 180°混合器就更廉价些。有时 4 个端口都使用，以提供一个“和与差的混合”。



(a)



(b)

图 5-2　基本的混合耦合器

(a) 180°混合，由 50 Ω 匹配源驱动，$P_{in}=50W$　　(b) 同相功率合成（见正文）

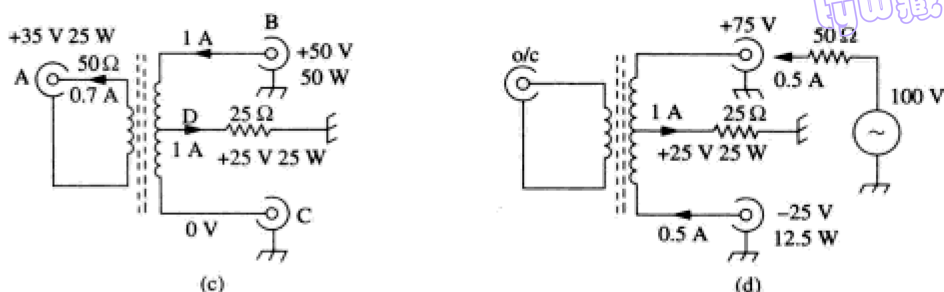


图 5-2 （续）

(c) 信号加到 B 端口

(d) 如图 c 一样，但是 A 端口开路，从匹配的信号源往负载看，电压驻波比为 3 : 1

50

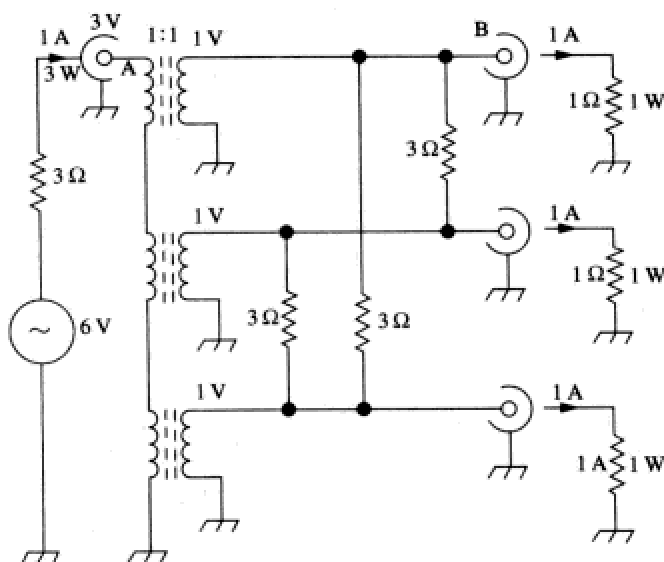
如图 5-2c 所示，如果一个信号加到端口 B，输入功率将等分给端口 A 和端口 D（对于 180° 混合器，该端口接 25Ω 的负载），而端口 C 隔离。端口 A 和端口 D 之间几乎完全分离，需要电流在变压器的磁心处提供磁通量，电流的小差异分量相互正交。因此，对于接上合适终端的四端口混合器，功率总是等分给与输入端相邻的两端口，而与输入端相对的端口被隔离。图 5-2d 显示了与输入端口相邻的两个端口中的某一个端口不匹配时的情况（这里端口 A 开路）。由于在线圈中心抽头处必须满足安培匝数平衡，一路 0.5A 的电流流入端口 B，端口 C 和端口 D 的电流只能是图 5-2d 所示的情况。因此端口 B 和端口 D 的输出电压和功率如图 5-2d 所示。提供给端口 B 的总功率为 37.5W，电压为 75V；从信号源看为 150Ω 的负载而不是设定的 50Ω 负载。注意尽管相邻端口中的一个终端极不匹配，另一个端口的功率仍不受影响，依然是“被隔离”端口的两倍。如果相邻端口的不匹配很小，混合器在四个端口提供高隔离度。更重要的是，实际上开路（或短路）的端口 A 对于功率从端口 B 传输到端口 D 毫无影响，这表明了与输入端口相邻的两个相对的端口之间理想的相互隔离（当且仅当源阻抗是理想的 50Ω）。

一个五端口混合器将功率等分给四个输出端口，且各输出端口之间保持很高的隔离度。这种混合器由两个如图 5-2a 所示类型的混合器通过彼此相对的输出端口相连接而构成，可以等分输出功率，用于输出功率的合成，如固态发射机中的 4 级放大器的输出功率合成。通常三分支混合器的差分端口有内部终端负载。进一步组合可提供 8 路或 16 路耦合器等，因为有时需要的路数不是要将功率一分为二。图 5-3 所示为一个将功率分成三路的混合器。

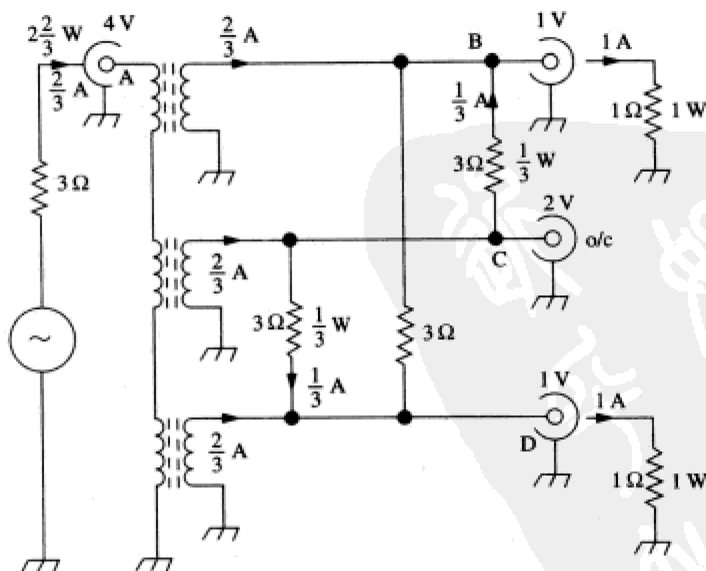
51

如果一个输出端口不匹配，如端口 C 处于开路状态，弄清楚此时的情况很有意义。由于三个变压器的初级相互串联，次级电流可能完全相同，但是由于磁化电流很小（而且正交），所以初级电压可能不同。其结果就是当端口 C 开路时，端口 B 和端口 D 的输出不变，但是在任何情况中，都有 1/3 的电流流过接到中心变压器的电阻中的一个。从信号源向负载端看，阻抗升高到 2Z，它提供的功率下降了 1/9，输入端电压升高了 1/3。如果上述分析完全正确，可以得到这样的结论：次级中心变压器处的电压变成两倍。图 5-2 和图 5-3 组合能够实现 2、3、4、6、8 或 9 个输出的低损耗高隔离度的分离或混合。采用像图 5-3 那样的方式可以实现一个五支路分离器，但是初级要使用五个变压器相串联，在次级输出中，每一对可能的输出之间要接一个终端电阻。这样的设计对于七路或更多支路的分离器显得很笨拙，所以通常对于七路分离器，更好的办法是采用一个八路输出的分离器，将其中不用的那个输出端接一个终端负载。如发射机

模块的组合，更好的设计是在开端环绕两个（或者三个）功率模块。



(a)



(b)

图 5-3　三输出端口混合器（按 3Ω 输入、1Ω 输出进行归一化说明运算。对于一个 50Ω 的混合器，各个端口的传输比为 4∶7）

(a) 标准运算

(b) 一个输出端口开路，另外的输出端口不受影响，输出端口之间无限大的理想隔离

图 5-1d 的耦合器可用于高功率信号中的小信号取样，如用于测量。无论在主线中的功率是

从端口 A 流向端口 B，还是从端口 B 流向端口 A，在端口 C 的输出都相同。在定向耦合器中，一个端口到另一个端口的传输功率取决于主线上功率的传输方向。图 5-4a 所示为一种类型的定向耦合器。来自源的功率（如一台发射机的功率），流经电流变换器 L_1 的初级端，耦合到一个理匹配的天线中（50Ω 负载）。需要注意 L_1 的电抗相对于 50Ω 阻抗很低，因此电流仅仅取决于源提供的有用功率和负载阻抗。假设目前源阻抗为 50Ω，负载短路，则流动的电流将会在 L_2 处感应产生一个与电流变化率成比例的正交电压，其中一半电压加到端口 A，另一半电压反相加到端口 B，这是因为这两个接地电阻 R 相等，构成了一个平衡电桥。这里电容 C 不起作用，这是由于 L_2 的中心抽头处没有电压以及 L_1 的负载短路也没有电压的缘故。现在假设负载开路，无电流流经 L_1，因此在 L_2 也无感应电压，因此在 A、B 两点的电位一定相同。在主线上的电压将导致一个超前电流（电容性的）通过 C，C 的电抗比 R 高得多。假定 C 的选择可以使 A 点的电压与负载短路时电压相同。现在，当连接一个匹配负载时，在 A 处的合成电压由于感应和电容耦合将有所增加，而在 B 处的电压将被抵消。如果主线中功率流的方向相反，则在 B 处的电压将会增加，而在 A 处则没有电压。对于任意负载，在 A 处的电压与前向功率成比例，而 B 处电压则与反向功率成比例，因此如果在 A 和 B 之间连接一个二极管检测器，就可以监测信号源提供的前向功率和被不匹配的负载反射的反向功率，例如在发射机中进行控制和测量。随着工作频率的升高，感应电流和容性耦合电压都会成比例升高。检测到的电压将按比例升高，但方向不变。

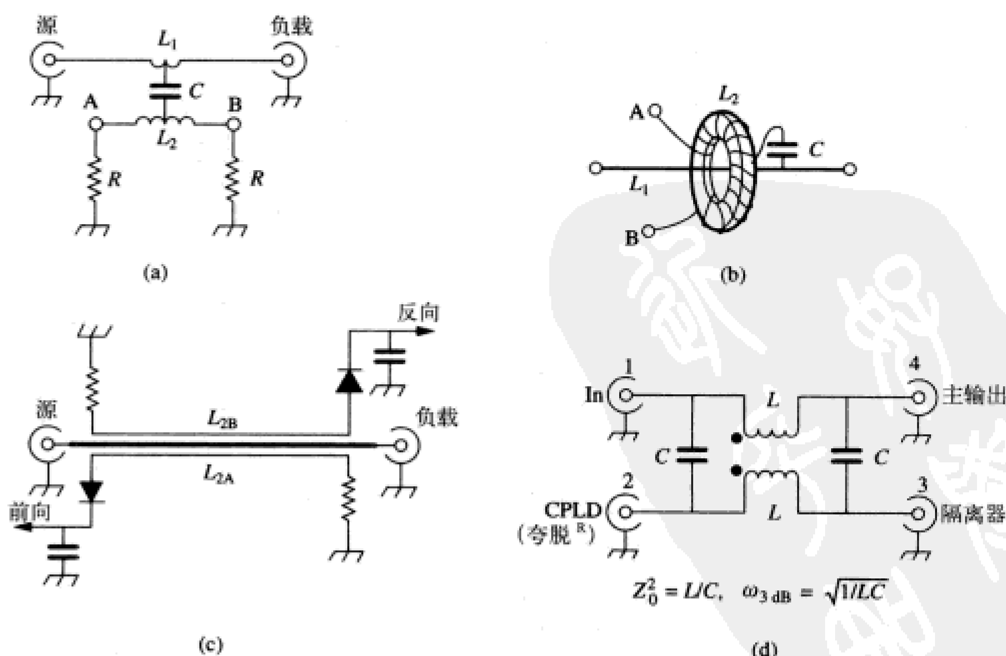


图 5-4 耦合器

(a～c) 定向的 (d) 正交（见正文）

52～53

定向耦合器的结构有很多种，在图 5-4b 中使用了一个环绕主线的环形圈（单线缠绕）。图 5-4c 的分离线 L_{2A} 和 L_{2B} 用于分开检测前向功率和反向功率。这三条线的尺寸和间隔的选择根据电容和电感耦合的适当比例而定。重要的是耦合线比波长短，因此电容性的耦合可以看成一个

集总元件。在这个应用中，耦合到测试电路中的信号功率仅占通过功率的很小一部分，在可以接受的限度内，得到的结果是相当令人满意的。当这两条线的间隔只占波长的微小一部分时，可以实现更紧密的耦合。如果这条线的长度占工作频率对应波长的 1/4，那么在主线和耦合线之间可实现 3dB 的功率分离，主端口和耦合输出端口正交。这种技术在超高频中采用微带线或带状线很容易实现。一条微带线由在印制电路板上（电路板的另一面敷铜接地）的导带组成。要得到 50Ω 的阻抗，此微带线的宽度由 PCB 板的厚度和 PCB 板材料的介电常数决定[1,2]。带状线也类似，但其表面还覆盖了一层只有敷铜接地的 PCB 板。采用这种技术，可以实现频率从低至特高频的正交耦合器，为了压缩尺寸，在印制电路板上，耦合线是弯曲的。当主输出和正交输出之间的幅度的变化为±0.6dB 时，带宽的典型值为 10%。更复杂的结构可以提供 1.5 倍频带宽的正交耦合器[3]，Merrimac 已经设计出了覆盖 2～32MHz 的正交耦合器。在这些频率上，正交耦合器采用集总元件，基本的窄带元件如图 5-4d 所示。两个电感器 *L* 采用双线缠绕，实现 100%的耦合，图 5-4d 中根据所设计的阻抗和中心频率给出了元件值。

54

环形器和隔离器是定向耦合器的例子，而且是微波频段极普通的器件。它们是三端口器件，根据频率和设计要求决定端口采用同轴或者波导连接头。信号总是按相同的方向自动从一个端口到下一个端口。微波环形器（或隔离器）的工作取决于一块铁氧体内由信号引起的射频场和永磁铁产生的稳定的直流场的相互作用，与电子轨道的进动有关。尽管可得到一个倍频程的典型带宽值，微波环形器仍然是窄带器件。这些限制了它的方向性，典型值只有 20dB，或者更少。

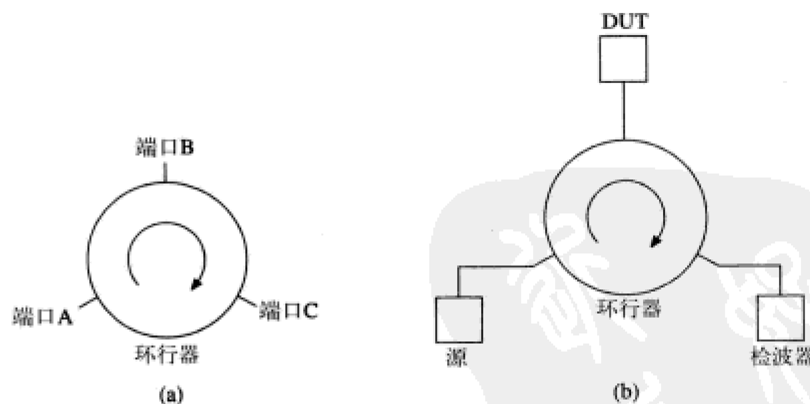


图 5-5

(a) 一个三端口环形器 (b) 使用环形器测量一个器件的回波损耗的装置

图 5-5a 所示（概略图）为一个三端口环形器，箭头表示环形器的环绕方向。这个器件（理想情况下）有着理想的三端口对称性，因此在任何端口输入的信号可以无衰减地出现在环绕方向的下一个端口。这意味着从端口 A 输入的信号全部传送到端口 B，只有很微弱的信号出现在端口 C（如果器件的方向性是理想的，没有信号输出）。下一个端口的输出情况取决于端口 B 连接的负载。如果在端口 B 接一个与这个器件的特性阻抗相等阻抗（在环形器与同轴连接头的连接中通常是 50Ω）的理想电阻作为负载，那么所有信号被负载吸收，没有任何信号返回端口 B（以分贝为单位的“回波损耗”为无穷大。如果端口 B 的终端负载不是（50＋j0）Ω，则“回波损耗”为有限值。反射（返回）信号返回端口 B，根据箭头所示方向环绕出现在端口 C。端口 C 输出信号的幅度与端口 A 输入信号的幅度的关系可以测量端口 B 的失配程度。利用信号源

和检波器，环形器可用来测量任何给定的待测器件 DUT（下文要介绍的一种装置）的回波损耗以及电压驻波比，如图 5-5b 所示。进一步假定检波器与端口 C 匹配良好，否则它将把接收到的信号中的一部分反射回环形器的端口 C，该反射信号将围绕环行器重新出现在端口 A。隔离器更适合于这种应用，除了在端口 B 和端口 C 之间没有耦合以外其他与环形器相似。

给定一个完全失配（在端口 B 处短路或开路），则在端口 A 输入的信号，除了对于任何实际器件都有小的插入损耗外，其余功率都将在端口 C 输出（严格按顺时针路线）。

高方向性的微波环形器是窄带器件。环形器和隔离器都是有用的器件，在超高频、甚高频甚至更低的频率下，可以实现具有高方向性的廉价的环形器和隔离器，它们的作用很大，如果一旦覆盖所有这些频率的真正的宽带形式的环形器和隔离器可以实现，它们的作用会更大。尽管还不太清楚，但实际上这样的装置是可能实现的。我先是在美国控制电路杂志 *RF Design* 上偶然发现它的[4]。这个电路采用了 3 个 CLC406 电流反馈运算放大器（Operational Amplifier，OpAmp）（Comlinear 公司的产品，该公司现在隶属于 National Semiconductors 公司），在 100MHz 以上工作良好，频率上限为运算放大器开始明显衰减之处。这篇文章描述了一个有源电路，该电路既可作为环形器也可作为隔离器。它有 3 个 50Ω 的 BNC 端口，工作在 200MHz 直至直流，这个电路如图 5-6 所示。

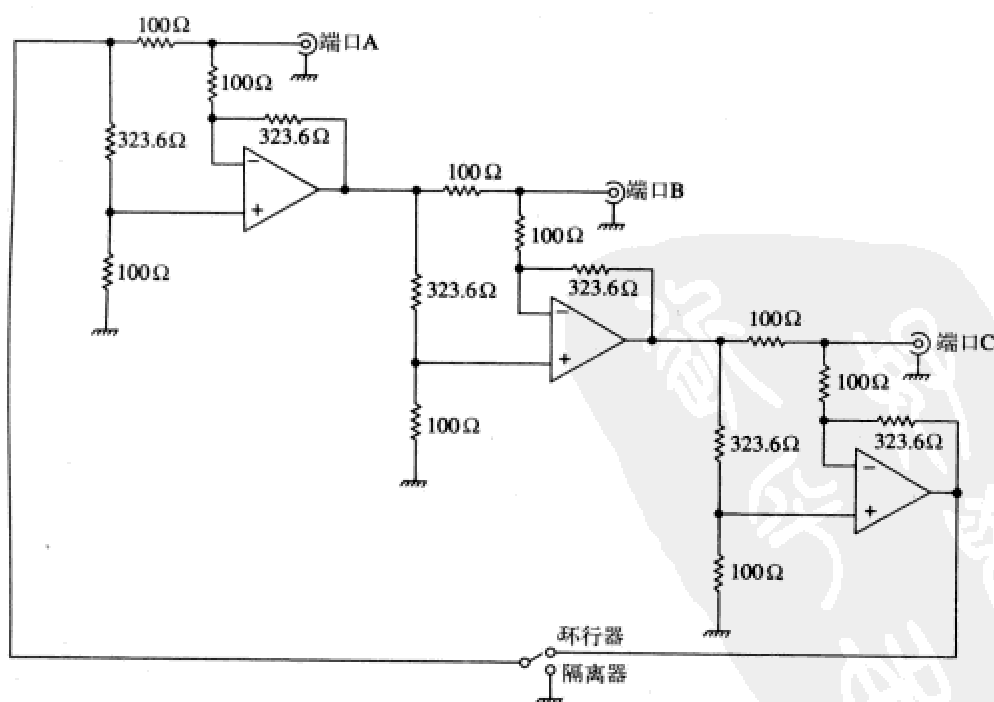


图 5-6 参考文献 4 中描述的有源环形器 / 隔离器电路

当时作为技术前沿介绍的 CLC406，至今仍然是一个很好的运算放大器，但它已被性能更好、更新的器件超越，如来自 Analog Devices 公司的 AD8009。这些器件完全可以代替图 5-6 电路中的 CLC406。在后面一些实验中，采用 AD8009 开发了一个可用于从直流到 500MHz 的隔离器[5]。

参考文献

1. Tam, A. *Principles of Microstrip Design*, *RF Design*, pp. 29–34 (June 1988) (With further useful references)
2. *Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*, Matthei, Young and Jones, McGraw-Hill, 1964
3. Ho, C. Y. *Design of Wideband Quadrature Couplers for UHF/VHF*, *RF Design*, pp. 58–61 (November 1989) (With further useful references)
4. Wenzel, C. *Low Frequency Circulator/Isolator Uses No Ferrite or Magnet*, *RF Design* (The winning entry in the 1991 *RF Design* Awards Contest)
5. Hickman, I. *Wideband Isolator*, *Electronics World*, pp. 214–19 (March 1998). Reproduced in Ian Hickman, *Analog Circuits Cookbook*, 2nd Edition 1999, ISBN 0 7506 4234 3, Butterworth-Heinemann

56～57

第 6 章　射频应用的有源器件

二极管是最基本的射频应用半导体有源器件，它具有热电子器件的单向导电性。理论上，半导体二极管并非有源器件，而仅仅是非线性的无源器件，但它的工作模式却与晶体管的工作模式紧密联系，因此通常将它们作为一个整体考虑。最早的半导体二极管是点接触式的，它使用人工结晶和细导线作为材料，主要应用于早期的无线设备中。稍后，由于新技术的发展和新材料的开发，生产出了可应用于雷达频率的可预调点接触式二极管。锗点接触式二极管现在仍然在生产，当需要一个在 1mA 左右的电流下具有较低的正向压降和较低的负电容的二极管时，就可以用锗二极管。然而，在最近的 30 年中，硅已成为半导体制造业中生产二极管和晶体管的首选材料，而在更早的时候点接触式结构就已经被结型技术取代了。图 6-1a 显示了实际的二极管的伏安特性。硅是一种以立方晶格形式存在的物质。当其经过净化并从融化态生长成单晶体时，称为本征硅，这是一种电的不良导体，至少在室温下如此。不过，如果原子晶格中的某几个硅原子被五价物质如磷（其原子外层含有五价电子，不像四价的硅，原子外层只带有四个电子）所取代，就会出现多余的电子，因为在其临近的原子中没有对应的电子与之形成共价键。这些多余的电子能够在半导体晶格中运动，就像电子在金属半导体中运动一样，只不过因为每一个金属原子都可以提供一个自由电子，半导体的电导率低于金属。掺杂能级越高，自由电子越多，材料的电导率也就越高，我们通常称这种掺杂晶体为 N 型，以表征其电流的形成是基于负载流子（即电子）的。P 型硅则是通过向单晶硅晶格中掺杂诸如硼这样的三价原子得到的。当一个硼原子出现在与硅原子邻近的晶格中时，硅原子的四个外层化合价电子中的一个就会“不成对”——被描述为空穴状态。如果硅原子中的一个电子从右边填充该空穴，与此同时这个电子移到了左边，这实际上使空穴移到了右边。以上事实表明 N 型硅中的自由电子比 P 型硅中的空穴的移动能力要强得多，这解释了为什么甚高频晶体管制作成 NPN 型更容易。

58

图 6-1b 所示为硅二极管的大致结构，表示了在结的邻近区域发生的载流子缺失情形（称为耗尽层 depletion layer）。耗尽层里 N 区的自由电子受到吸引，移动过来填充 P 区的空穴。这扰乱了本应存在于整个 N 区和 P 区的均匀电荷分布，表明存在一个阻止更多的自由电子向 P 区移动的势垒。当二极管反向偏置时，耗尽层会变得更厚。这种与二极管状态相关的电荷重新分配表明存在一个瞬时的充电电流，因此反向偏置的二极管本质上具有电容性。如果在结上加一个足以克服势垒的正向偏置电压（对于硅二极管，这个正向偏置电压大约为 0.6V），就会产生一个正向电流。室温下正向偏置二极管的增量或斜率电阻 r_d 大致可以用 $25/I_a$ 给出，而流过二极管的电流 I_a 的是毫安级的电流。因此，10μA 电流对应的增量电阻为 2.5kΩ，0.1mA 对应为 250Ω，依此类推，但对于阻值为几欧姆的小信号二极管，增量电阻值会降至最低点。此时的电阻值主要由半导体材料的电阻和引线、衬底等的电阻组成。

59

变容二极管是一种仅在反向偏置条件下才能使用的二极管。它使用了一种特殊的能产生突变或超突变结的掺杂剖面。这使得它的反向电容随着反向偏压值的变化发生很大变化。该反向电容在两个电压下有固定值，例如 1V 和 15V 时，在这两个电压下反向电容的值可以得到其电容比，电容比的大小，可以从适用于超高频（UHF）的二极管的 2∶1 或 3∶1，一直到适用于

调幅无线通信中调谐电路二极管的 30:1。以上应用中，加在二极管上的射频电压的峰峰值比反向偏置电压值小，即使在最大电容条件下的最小偏置电压也不例外。因此二极管就像一种普通的机械调节可变电容器，只是控制这种“电容器”的是反向偏置电压而不是一个转轴。调谐变容二极管的设计旨在获得一个低串联损耗 r_S，这样就会在指定工作频段呈现高 Q 值。除此之外，变容二极管还可以作为倍频器使用。如果在一个反向偏置二极管上施加峰峰值为几伏或更高的射频电压，二极管的电容将随瞬时射频电压的变化而变化。这个器件的表现就像是非线性电容器一样，结果是使流过二极管的射频电流中含有可通过适当的滤波方式提取出来的谐波成分。非线性电阻也可以产生谐波，变容二极管相对于非线性电阻的优势在于它不会损耗任何驱动功率。

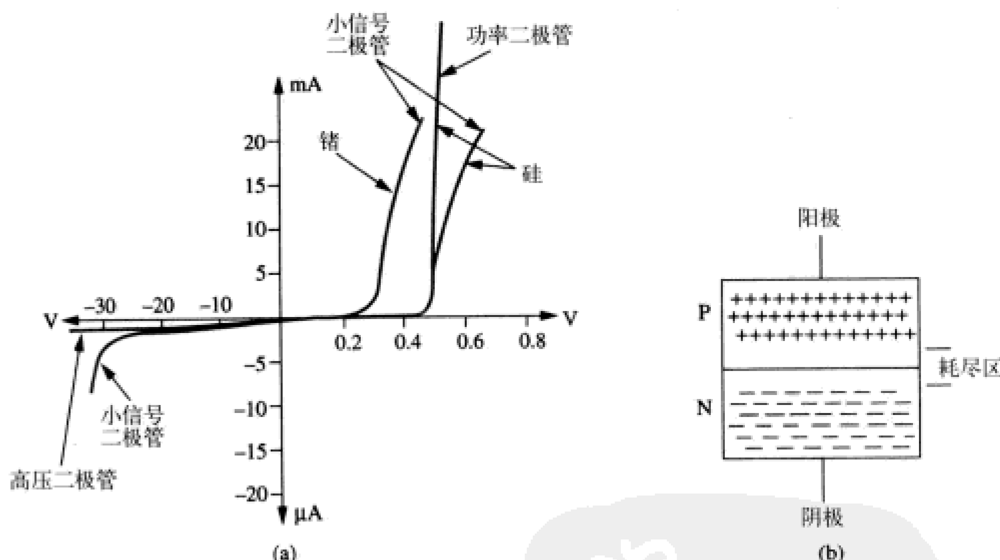


图 6-1　半导体二极管

(a) I/V 特性曲线图　　(b) PN 型二极管的图示，显示了多数载流子和耗尽层

P 型/本征/N 型或 PIN 二极管都属于 PN 结型二极管，但在 P 区和 N 区之间它们都含有由本征硅（未掺杂）构成的第三个区。处于正向的直流偏置状态时，它们都能无失真地传送射频信号，所能传送的最小信号频率由本征区中载流子（即空穴和电子）的存活时间来决定。随着正向电流的减弱，对传输的射频信号来讲，电阻会增大，但是电阻在信号频率的半个周期内不会发生变化。当直流电流值减小到零的时候，电阻值将趋于无穷，当二极管处于反向偏置状态时，只有少量的射频电流可以流过二极管的反向电容得以继续存在。PIN 二极管的结构确保流过二极管的电流很小，因此 PIN 二极管可以作为射频的控制开关或继电器使用。通过调节正向电流的大小，PIN 二极管还可以作为可变电阻器或衰减器使用。同样，一个普通的 PN 结也可作为射频开关使用，但必须确保接通时的射频电流峰值小于直流电流值，否则将出现波形失真。因为 PIN 二极管载流子较长的“寿命”（定义为本征硅区域中的空穴和自由电子复合，从而相互抵消所耗费的平均时间长度），即使射频电流峰值超过直流电流值，PIN 二极管仍可以作为线性可变电阻器使用。

当载有正向直流电流的 PN 二极管的偏置电压突然被置于反向状态时，流过二极管的电流并不会立即消失。电荷首先会重新分布以重构耗尽层。因此在一个很短的时间内，反向电流会

远大于稳态时的反向漏电流。二极管反向偏置时间越短，电荷积聚越快，瞬时反向电流也就越大。阶跃恢复二极管的设计使其反向恢复脉冲的末端十分陡峭，超过了在普通 PN 结二极管中所能观察到的陡峭程度。因此，用阶跃恢复二极管可以产生十分窄的快变电流脉冲，在许多领域得到应用，如高次谐波发生器（将其高频或超高频电流转化为微波信号），或取样示波器的采样门电路。

60

小信号肖特基二极管或“热载流子二极管”的工作机制从根本上与正向传导的形式不同。因此，当它们处于反向偏置状态时,实际上并不存在需要恢复的累积电荷，这使它们能够非常有效地作为甚高频的检波器或整流器使用。齐纳二极管的正向传导特性与任何其他二极管相同，但因其在反向条件下的传导能力，使它常有应用。与其他二极管一样，处于低反向电压作用下的齐纳二极管只会产生很小的漏电流，但当低反向电压达到理论上的齐纳电压时，二极管的电流会迅速增大，显示出一个小的增量电阻。在上限大约为 4V 的低击穿电压下，二极管工作在真正的齐纳击穿状态，该传导机制显示出一个很小的负温度系数。击穿电压为 6V 或更高的二极管的工作，基于雪崩式击穿的机制，拥有很小的正温度系数。对于击穿电压大约为 5V 的二极管来说，两种机制同时存在，这使得温度系数很小或者等于零。尽管如此，最低的斜率电阻却出现在击穿电压大约为 7V 的二极管中。齐纳二极管可用于稳定射频功率放大器的直流工作状态，还可以用作射频噪音源，实际上甚至有个别专门用于此目的。选择一种噪声输出电平不依赖于所需的工作频率范围的二极管十分必要，该二极管的稳定状态与其工作电流、工作温度以及工作寿命相关。合适的二极管可以提供（比如说比热噪声高 10～15dB 的）最高可达 1GHz 的有用输出。

与二极管类似，双极型晶体管首先表现出来的是点接触式器件的特性，尽管当前的所有产品都是基于面接触式的器件。然而直到今天仍然是用点接触结构的符号来代表晶体管（图 6-2a）。图 6-2b 所示为一种 PNP 双极型晶体管的结构，它有三个独立区域。当基极（一个源于点接触时代的术语）与发射极间处于短路状态时，因为集电极/基极结（包括图中所示的耗尽层）等同于一个反向偏置的二极管，所以电流不能流入集电极。反向电压越高，耗尽层就越宽。由于集电极掺杂程度低于基极，因此，该耗尽层主要位于结的集电极一侧。实际上，形成 N 型集电极的五价原子在基区中也会存在。基极是通过将大量三价（提供空穴）原子掺杂到硅晶体中的方法转化为 P 型的，比如通过扩散或离子轰击以消除五价原子的作用。空穴是基极区的多数载流子，就如同集电极区和发射极区中的电子。于是，集电结很大程度上可以想象成一个平面，平面的一侧（基极），空穴占主导地位，与此同时，在另一侧（集电极），电子占主导地位。图 6-2c 所示为基极－射极结正向偏置时的情况。电子由射极流向基极区，同时空穴由基极流向射极。后者在晶体管工作中不发挥作用，它们有助于基极电流的形成却无助于集电极电流的形成。通过使射极的掺杂浓度高于基极掺杂浓度一百倍（或更多）的方法，可以将空穴的作用削弱到最小，因此从射极流入基极的自由电子构成了能够穿过基射结的大多数载流子。其中的一部分自由电子，加上基极中以及从基极中流出的空穴，构成基极电流所需载流子的绝大部分。这些载流子中的大部分是少数载流子（P 型区域中的自由电子），它们借助存在于耗尽层中的电场穿过集电结。图 6-2c 显示了这个过程，而图 6-2d 则显示了一种小信号 NPN 晶体管的集电极特性。显然，对于小的基极（和集电极）电流，至少在集射极间电压大于 1.5V 时，集电极电压对电流值的影响甚微。因为这个原因，晶体管通常被描述为具有“类五极真空管”输出特性（五极真空管具有非常高的阳极斜率电阻）。就集电极电路而言，这是一个非常好的类比，但二者的类似之处仅止于此。五极真空管的控制栅极具有较高的输入阻抗，而晶体管的射基极输入电路看起

61

来非常像一个二极管，并且集电极电流与基极电流间的线性关系要比集电极电流与基极－射极电压间的线性关系更强（见图 6-2e 和图 6-2f）。在基极－射极电压达到约＋0.6V 以前，电路中一直有少量的电流存在。不管是由于周围环境温度上升，还是由于集电极热损耗加热了晶体管，晶体管的温度每上升 1℃，精确电压值就会下降大约 2mV。V_{be} 的下降可能会引起集电极电流的增加，并进一步加热晶体管，形成了一种潜在的恶性循环。因此，对于电路设计者来讲，应该确保这一过程不会引起热失控而导致器件损坏，尤其是在处理射频功率晶体管的时候。

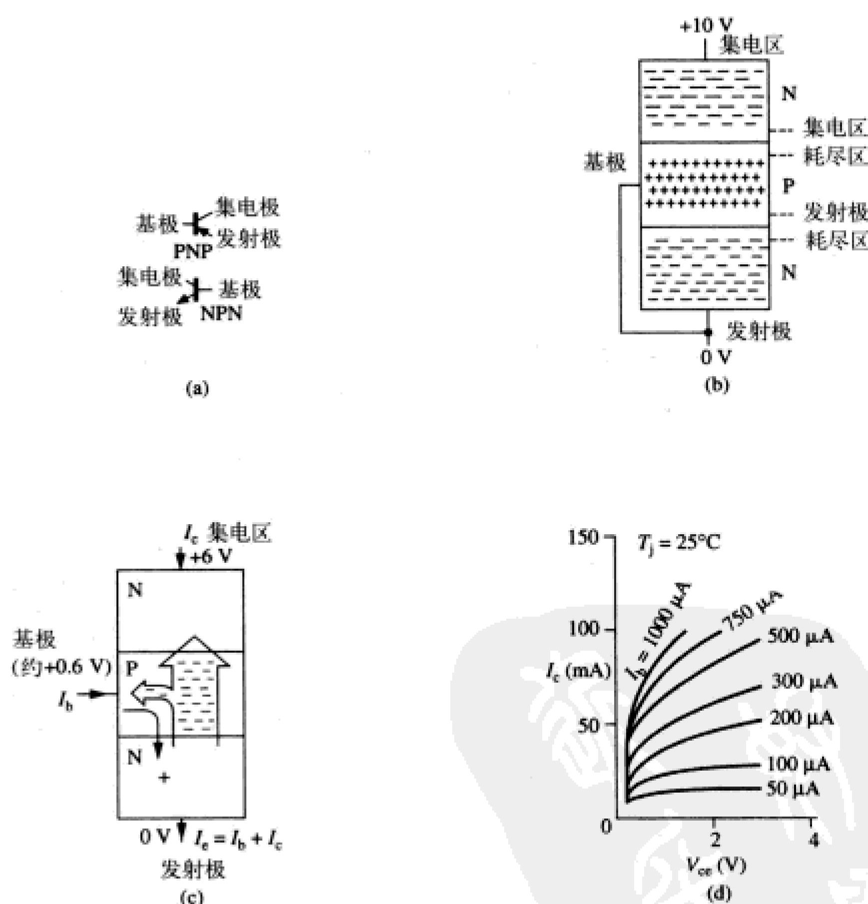


图 6-2　双极型晶体管

(a) 双极型晶体管的符号表示

(b) 处于截止状态的 NPN 结型晶体管。只显示多数载流子。由于没有施加反向偏置电压且发射极有较高的掺杂浓度，发射极的耗尽区远窄于集电极的耗尽区

(c) 处于工作状态下的 NPN 小信号硅结晶体管。只显示少数载流子。直流共射极电流增益是 $h_{FE}=I_c/I_b$，其大致上是一般在 100 左右的一个常数。交流小信号电流增益是 $h_{fe}=dI_c/dI_b=i_c/i_b$

(d) 一种 NPN 型小信号晶体管（BC 107/8/9）的集电极电流－集射极电压的伏安特性图

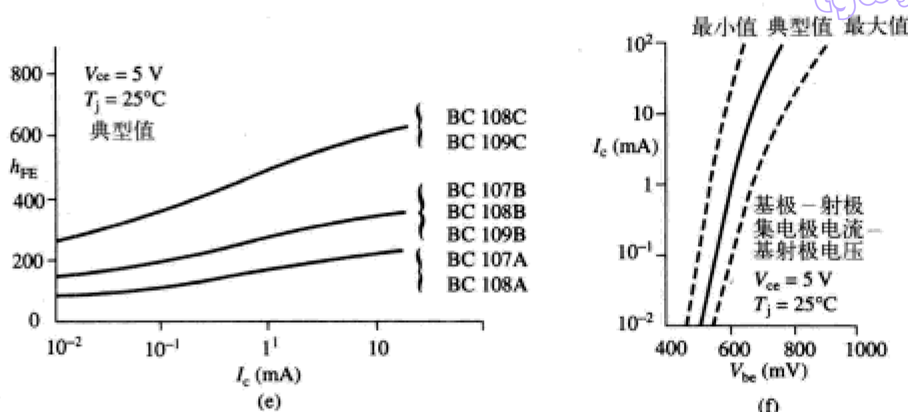


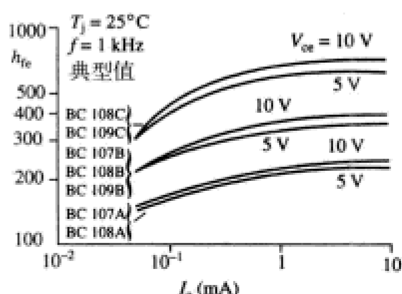
图 6-2 （续）

(e) 一种 NPN 型小信号晶体管的 h_{FE} 集电极电流的特性图
一种 NPN 型小信号晶体管的集电极电流－基射极电压的特性图
(f) （图 d～f 承蒙英国菲利普电子有限公司授权复制。公司网址：www.semiconductors.philips.com）

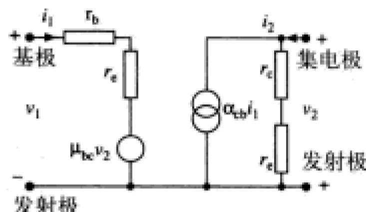
尽管基/射极结的特性像一个二极管，即在发射极其增量电阻值等于 $25/I_e$，但正如我们所见，大部分发射极电流出现在集电极电路中。I_c/I_b 的比值是指直流电流的增益或静态正向电流传输系数，用符号 h_{FE} 表示。如图 6-2d 和图 6-2e 所示，某种程度上 h_{FE} 的值随着集电极电流和电压测量值的变化而变化。在设计晶体管放大电路时，要确保所采用的晶体管在不考虑其电流增益、V_{be} 等条件时，能够在一个较宽的温度范围内可靠地工作，也就是在无信号的直流工作状态下必须确定并且保持稳定。直流电流增益 h_{FE} 是满足这个要求的合适参数。而在计算小信号增益时，h_{fe} 是一个合适的参数，它等同于交流电流增益 dI_c/dI_b。有用的是，在相当大的电流范围内，对于许多现在的小信号晶体管而言，h_{FE} 与 h_{fe} 的值区别很小，这可从图 6-2e 和图 6-3a 看出（其中纵轴是线性坐标，横轴为对数坐标）。

晶体管的性能可用多种方式加以描述，其中一种如图 6-3b 所示，显示了晶体管内部电路的一种特殊模型，其他方式则仅仅联系了输入与输出端口的条件。对于使用在更高的射频频率下的晶体管，比如说高于 10MHz，最为有用的方式无疑是使用散射参数（或称为 s-参数）。这些参数被称为散射参数是因为它们涉及对于一个给定电压，在匹配系统中，晶体管输入或输出端口的反射或散射电压的测量。这些参数将在附录 2 中详细介绍。在众多用来描述晶体管性能的参数中，总体说来最重要的应是混合参数。它采用一个简单的、不用考虑晶体管内部电路的模型（见图 6-4a 和图 6-4b）。h_{11} 表示输入阻抗，h_{21} 表示正向电流传输系数，这两者是在交流电路集电极短路条件下测得的，h_{22} 表示输出导纳，h_{12} 表示电压反馈系数（dv_1/dv_2），二者是在交流电路输入端开路条件下测得的。这组参数被称作混合参数（或 h-参数），因为它包含了多种单位：阻抗、导纳以及单纯的比值。晶体管作为放大器，可用于三种完全不同的电路结构中，所有这些电路结构都包括一个共同的特征：晶体管只有三根管脚，因此，放大器中输入电路和输出电路必须共同使用其中的一个管脚，如图 6-4b 虚线所示。图 6-3c 表示了一个使用 BC108 构成的共射极小信号放大器，这个晶体管原本是设计用作低噪声的调幅放大器的，在要求不太高的情况下，它在高达几十兆赫兹的射频电路中仍是有用的。当它用于共射极电路时，h_{21} 表示 h_{fe}，这我们在前面已经提到过。图 6-4c 分别显示了 BC109 的 h_{ie}、h_{re} 和 h_{oe} 以及它在共射极条件下 h_{11}、h_{12} 和 h_{22} 的值。

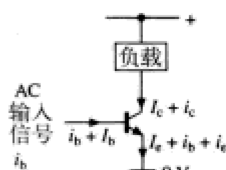
62～63

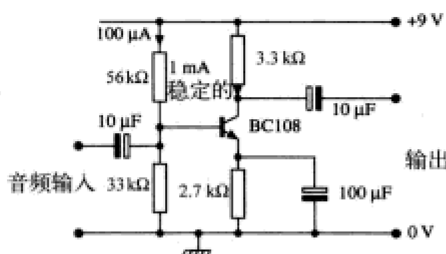


(a)

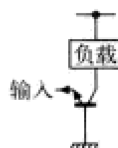


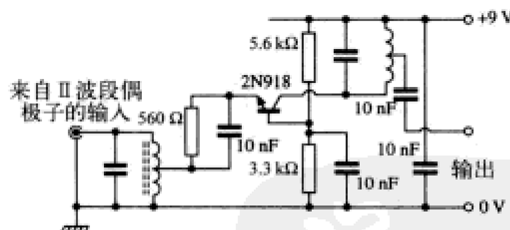
(b)



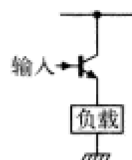


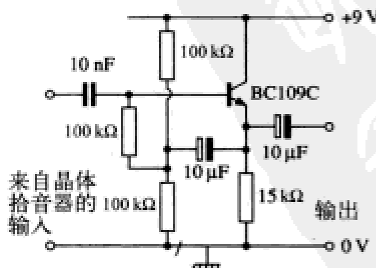
(c)





(d)





(e)

图 6-3 小信号放大器

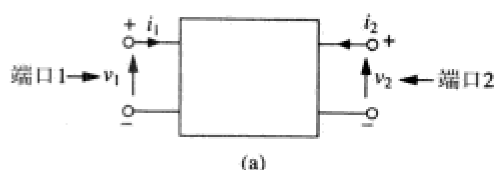
(a) 与图 6-2e 所示型号相同的 NPN 型小信号晶体管的 h_{fe} 集电极电流特性曲线（承蒙英国菲利普电子有限公司授权复制）

(b) 共射极等效电路

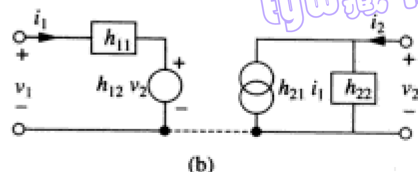
(c) 共射极音频放大器，I_b = 基极偏置或稳定电流，I_c = 集电极稳定电流，i_c = 负载中有用信号的电流

(d) 共基极射频放大器

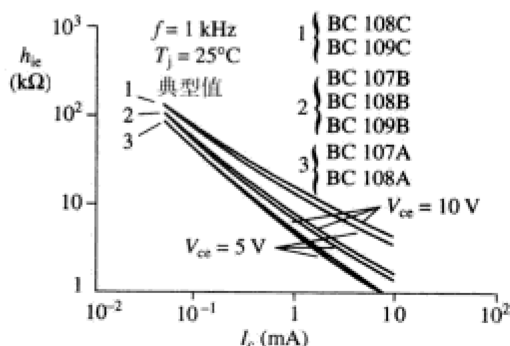
(e) 共集电极高输入阻抗音频放大器

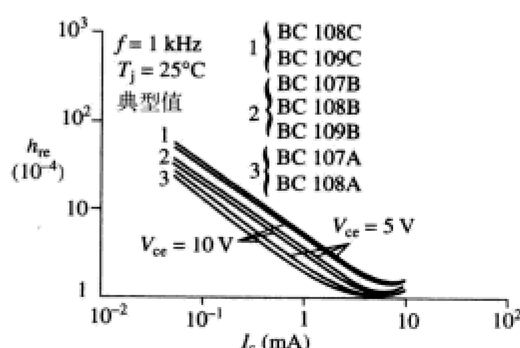


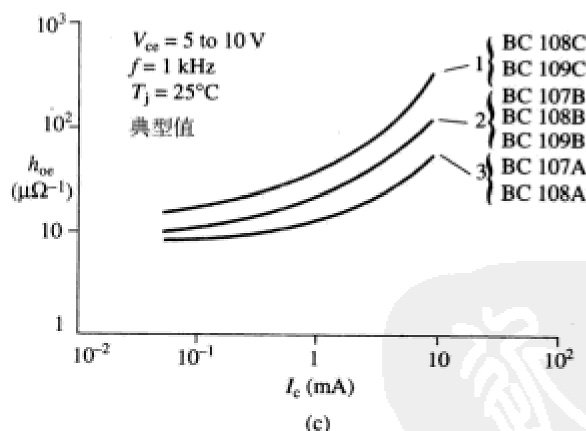
(a)



(b)







(c)

图 6-4 h 参数

(a) 一般的二端口方框图。v 和 i 是小信号的交流量。在两个端口，电流与电压显示出相同相位（至少在低频）。例如，两个端口都可以被视为电阻（阻抗）

(b) 晶体管的混合参数模型

(c) 典型的小信号晶体管系列的 h 参数（参照图 6-3a）（承蒙英国菲利普电子有限公司授权复制。公司网址：www.semiconductors.philips.com）

65

这些都是 1kHz 频率下，在一个稳定的集电极电流和电压下的参数值。在这样低的频率下，按照指定的测量条件，通过晶体管时产生的相位变化可以忽略不计，因此这些参数都是实数而非复数。利用这些参数，原则上可以精确地计算出图 6-3c 所示的共射极电路的低频性能参数。尽管如此，h 参数仍会随着集电极电流和电压变化（图中只给出了集射极两个电压值下的数据），并且在任何情况下它们都只是一些典型值。实际上，这本教材中涉及的所有参数，只有少数几个会被作为厂商数据引用，最大和最小的数据被引用的就更少了。s 参数的优点是，它不包括在端口开路或短路时才能测到的数据，而端口开路或短路恰恰是在射频条件下非常难以实现的。测量 s 参数时，网络分析仪测试端口的源阻抗和负载阻抗都是 50Ω。

在这三种电路结构中，图 6-3c 所示的共射极结构可以提供的增益最高（实际的增益更多地取决于电路本身，而不是晶体管），因为该结构中存在电流增益，并且如果集电极回路负载阻抗高于整个电路的输入阻抗，那么也存在电压增益。图 6-3d 所示的是一个被作为射频放大器使用的共基极电路，共基极结构非常适合这种应用。这是因为一个晶体管，例如古老的 2N918，或比它更现代的专门设计用于超高频的晶体管，其集射极电容非常低，这就使得其内反馈很低，因此放大器是稳定的。尽管如此，共基极电路可得到的最大增益依然小于共射极电路（稳定性单独考虑），这是因为器件的电流增益是略小于 1 的。

图 6-3e 所表示的是一个共集电极电路，通常称为射极跟随器。这种电路的电压增益接近于 1，但由于共集电极电路的输出阻抗远小于其输入阻抗，所以仍然有功率增益。因此这种电路不会给它的源造成很重负荷，却可以驱动一个低阻抗的负载。

尽管早在 1952 年理论上就已经描述了结型场效应晶体管，但是直到 20 世纪 60 年代早期，第一个实用的结型场效应晶体管才出现。图 6-5a 显示了这种器件的符号，图 6-5b 和图 6-5c 介绍的是第一类（即耗尽型结型场效应管）的结构和工作状态。相对于双极晶体管，在这种器件中，传导主要是借助于循着沟道在源极（类似于发射极）与漏极（类似于集电极）间流动的大量载流子。栅极是一个极性与源极－带－衬底－带－漏极相反的硅区域。当栅极与源极和漏极具有相同的电势时，其耗尽层较窄并且载流子（在图 6-5c 所示的 N 沟道场效应管中为自由电子）可在源极与漏极间流动。场效应管是一种单极性器件，少数载流子在其工作过程中不起作用。随着栅极的负电压加大，耗尽层会沿着载流子的沟道扩展，并且使沟道逐渐耗尽，最终在 V_{gs} 等于夹断电压 V_P 时完全夹断沟道。因此对于源极与漏极间的零电压或任何一种极性的小电压，这种器件都可以作为无源的压控电阻器使用。JFET 作为带有正向供电（对于 N 沟道场效应管）的放大器（图 6-5d），就像 NPN 晶体管一样，更多地应用在有源模式中。值得注意的是，即使在栅极/源极的反向偏置电压为零时，随着漏极电压越来越正，相对于漏极而言，栅极变为负电压，因此沟道会在漏极一端被夹断，在图 6-5c 和图 6-5e 中明确地表示了这一过程。因此漏极电压进一步增大，漏极电流不会有任何的增加。正如图 6-5e 所示，典型的漏极特性与五极真空管非常相似。假设栅极处于反向偏置状态，一般情况是这种状态，它不会形成电流，这使得场效应管在直流和低频状态下与五极真空管有着类似的特性。在射频段，由于漏-栅电容 C_{gd} 类似于双极型晶体管中的集-基电容，场效应管的性能更像是一个三极真空管。N 沟道 FET 栅极正向电压的幅值（或 P 沟道元件的反向电压的幅值）必须限定在 0.5V 之内以避免栅/源结的导通，否则就会失去高输入阻抗带来的的好处。 66

在金属氧化物场效应晶体管或 MOSFET 器件（图 6-6a）中，有一个薄的二氧化硅绝缘层将栅极与导电沟道隔开，因此栅极回路永远不会导通。沟道是一个形成于衬底与氧化层之间的薄层。在增强型（常关型）MOSFET 器件中，作用于栅极的电压在衬底形成一个与源极和漏极具有相同极性的半导体沟道（图 6-6b）。在耗尽型（常开型）MOSFET 中，栅极电压实际上决定于在栅极氧化层中掺杂的离子（图 6-6c）。图 6-6a 表示了四种可能存在的 MOSFET 的符号，图 6-6d 总结了 N 沟道型 MOSFET 的特性。由于在栅极氧化层中掺杂阳离子比掺杂阴离子或电子要容易得多，所以 P 沟道耗尽型 MOSFET 一般而言是不可实现的。实际上，对于所有类型的 JFET 和 MOSFET，N 沟道型器件的数目远超过 P 沟道型。射频功率的 MOSFET 则总是 N 型的。 67～68

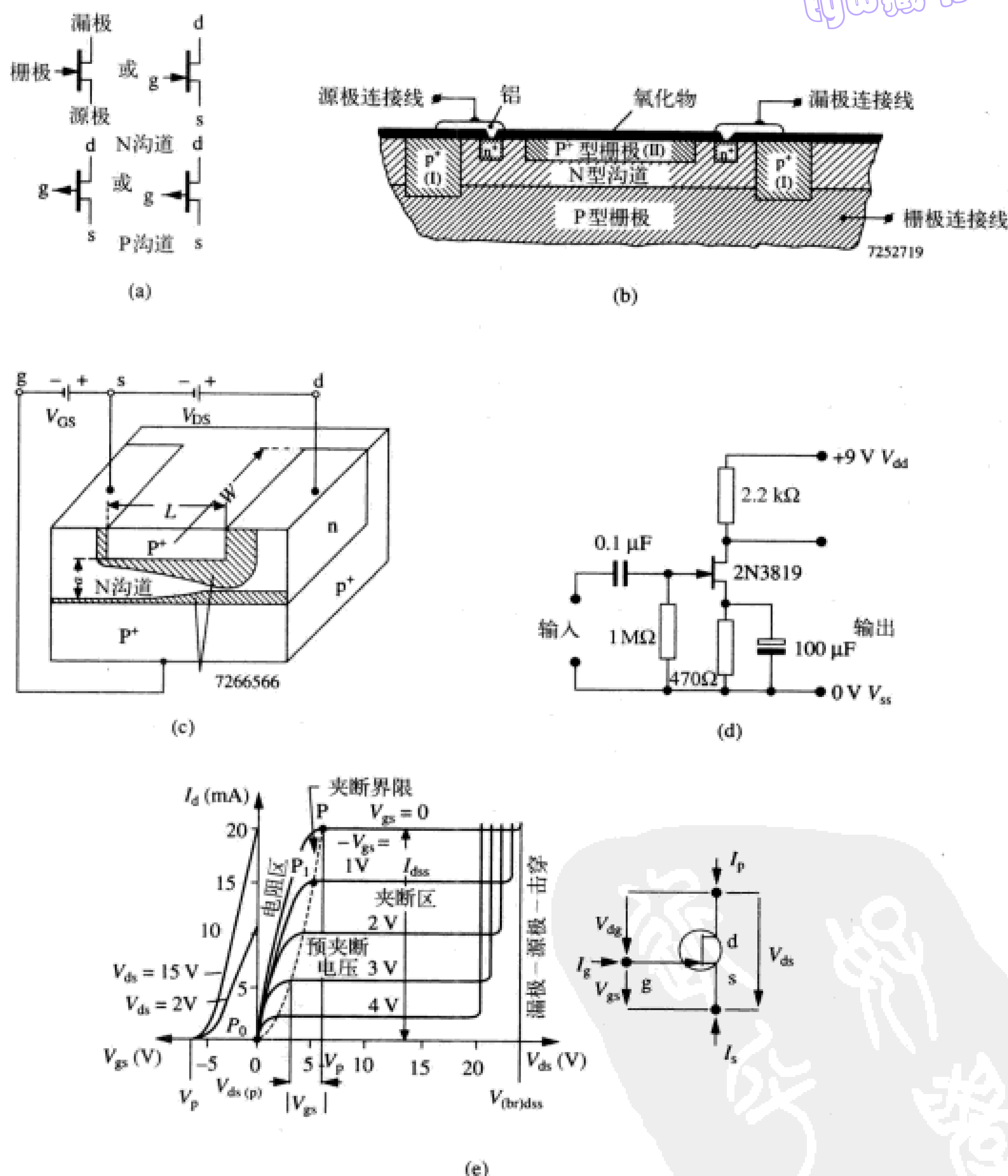


图 6-5 耗散模式的结型场效应管

(a) 符号

(b) N 沟道结型场效应管的结构

(c) N 沟道结型场效应管的截面图。栅极上下两部分的 P⁺区域应该被想象为在剖面的前方是相连接的，因此 N 沟道被一个环状的栅极区域所包围。图中阴影区域表示夹断区

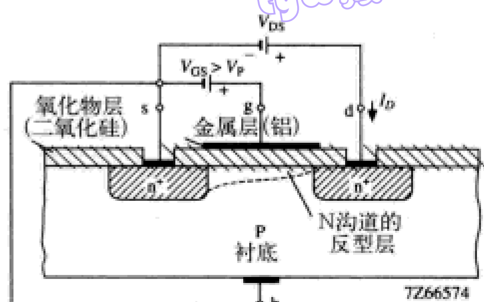
(d) 结型场效应管音频放大器

(e) N 沟道结型场效应管的特性曲线，夹断电压 $V_p=-6\text{V}$（图 b、c 和 e 承蒙英国菲利普电子有限公司授权复制。公司网址：www.semiconductors.philips.com）

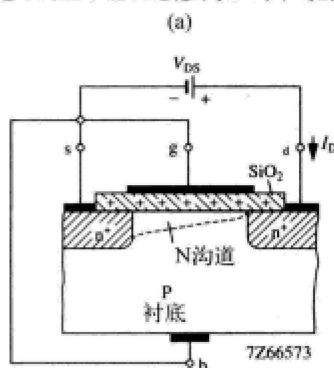
	MOS 型	电路符号	V_P	V_{DS} I_D	
N 沟道	常开（耗尽型）		< 0	>0	
	常关（增强型）		≥ 0	>0	
P 沟道	常开 (1)（耗尽型）		>0	< 0	
	常关（增强型）		≤ 0	< 0	

(1)迄今为止不能制造(参阅3.4节，最后一段)　232/13

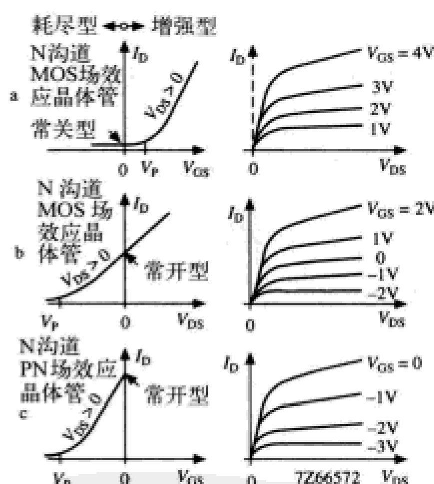
(a)



(b)



(c)



(d)

图 6-6　MOS 场效应晶体管

(a) MOS 场效应晶体管的类型。衬底终端 b（bulk）通常在内部与源极相连
(b) N 沟道增强型（常关型）MOS 场效应管的截面图
(c) N 沟道耗尽型（常开型）MOS 场效应管的截面图
(d) 场效应晶体管特性曲线的例子：(i) 常关型（增强型）；(ii) 常开型（耗尽型和增强型）；(iii) 纯粹的耗尽型（只有结型场效应管）（承蒙英国菲利普电子有限公司授权复制。公司网址：www.semiconductors.philips.com）

注意到大多数 MOSFET 中源极与衬底在内部是相连的，某些 MOSFET（如摩托罗拉 2N351）中，衬底的连接是通过一根单独的管脚来实现的。在这种情况下，衬底可以作为另一个输入终端。例如，在变频器（frequency changer）中，信号可以加在栅极上，而本地振荡器（local oscillator，LO）可以加在衬底上，这就减少了 LO 的辐射。在中频（IF）放大器中，信号可以加在栅极上，而自动增益控制电压（AGC）则可加在衬底上。在高功率射频（RF）MOSFET 中，衬底通常都在内部与源极相连。

在 N 沟道双栅极 MOSFET（图 6-7）中，栅极 1 与漏极间存在第二个栅极。栅极 2 对于源极的工作电压为+4V，其效果与四极管和五极真空管中的帘栅极相同。这使得在漏极与栅极 1 之间产生一个大约只有 0.01pF 的反向传输电容或反馈电容 C_{rss}。相对应的，小信号 JFET、单栅 MOSFET 和应用于射频段双极性晶体管则是 1pF 左右。如图 6-7c 所示，双栅 MOSFET 等效为

一个双晶体管放大器电路，这个电路由共栅极 FET 驱动共源极的 FET 构成。这是共射–共基极放大器（cascode）的一个例子。这种放大器将在第 7 章详细介绍。

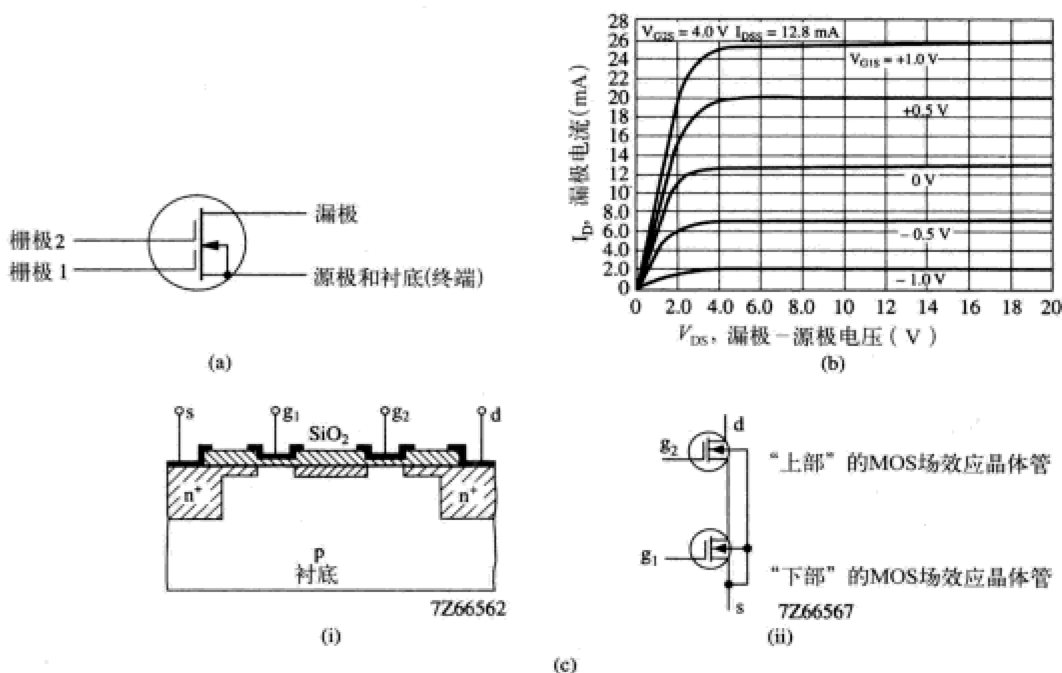


图 6-7　双栅 MOS 场效应晶体管

(a) 双栅 N 沟道 MOS 场效应晶体管的符号。图中没有显示出的栅极保护二极管，被装配在许多种器件的芯片上。这限制了栅极/源极任一极性的电压幅值，从而保护栅极氧化薄层免受过电压，例如静电荷

(b) 漏极特性曲线（3N203/MPF203）（Freescale 半导体公司版权所有，2006 年授权使用）

(c) 双栅 N 沟道 MOS 场效应晶体管的结构图和双管的等效图（承蒙英国菲利普电子有限公司授权复制。公司网址：www.semiconductors.philips.com）

对于在射频电路中应用的放大器和其他器件，线性度是一个需要考虑的重要指标。这是因为接收机中的线性度不良（失真）将会导致大的不需要的信号中的所需小信号的衰减。发射器中的失真将会使能量在规定的传输频率外的频率上无意识地传输，从而干扰其他用户。在理想放大器中，输出波形与输入波形相比，除了幅度被放大以外，几乎完全相同。因此该电路的传输特性达到了理想的线性。造成器件特性偏离理想值的原因主要有两个。第一，正半周与负半周的输入增益可能不相同。图 6-8a（i）至图 6-8a（iii）显示了在输出信号频率二倍于输入信号频率时，如何产生一个失真分量。由于存在一个与输入电压的平方成正比的输出分量，该效应被称作二阶失真。另一种常见的失真，被称作三阶失真，即在输出信号频率三倍于输入信号频率时产生的一个失真分量。图 6-8b 与图 6-8c 显示的即为这种失真，显示了由于传输特性中的三次分量或 s 形分量，在正峰值和负峰值处都出现信号压缩时所发生的变化。图 6-8c 顶部的这个波形是使输出波形失真的量，由于它的原因，原本应该线性的传输特性出现了缺失。这个缺失由两个分量组成，分别位于代表增益压缩的频率 ωt 处和第三谐波 $3\omega t$ 处。

当两信号同时出现时（通常在无线电接收机前端会出现这种现象），在两路输入信号的和频以及差频位置也会有二阶失真。这些失真信号中的一个有可能出现在所需小信号的附近，会完

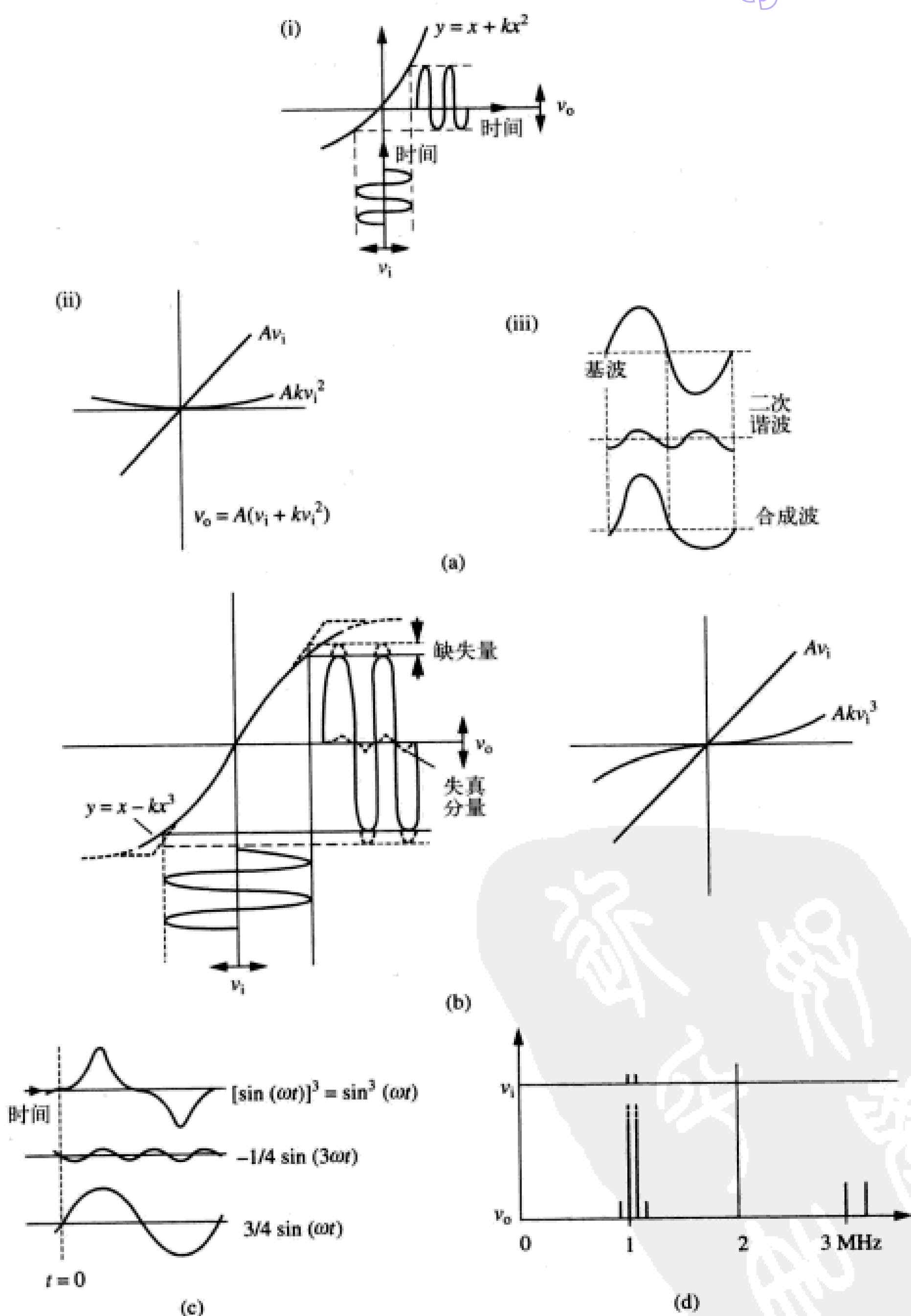


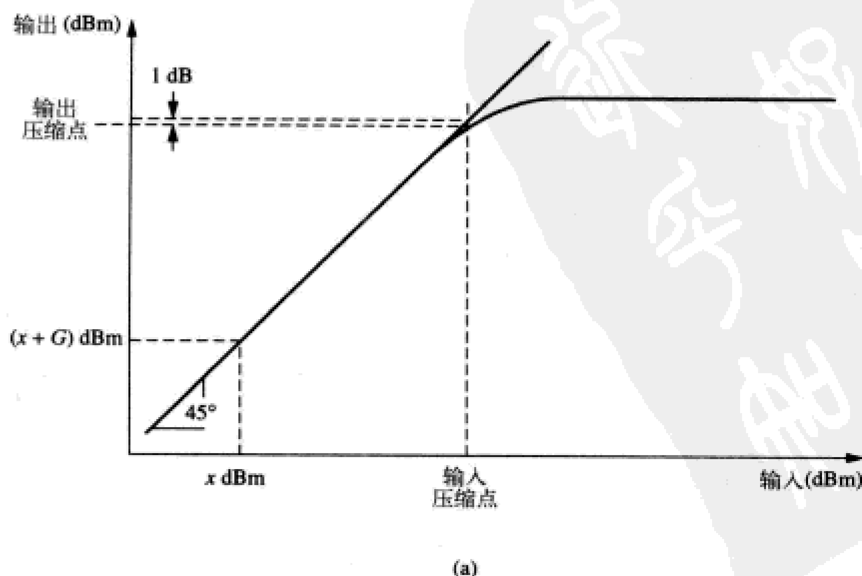
图 6-8　偶数阶和奇数阶的失真

(a) 二阶失真，典型的A类单端放大器
(b) 三阶失真，典型的推挽放大器
(c) 三阶失真分析
(d) 两个同幅度音频信号的三阶互调失真

全阻碍这个小信号的接收。由于三阶失真，f_1和f_2处的信号将会在频率（$2f_1-f_2$）和（$2f_2-f_1$）处出现失真，这种失真可能会重新混入到所需的小信号中。图 6-8d 显示了上述的情形。因为三阶失真信号的频率非常接近于f_1和f_2，所以特别不希望出现。如果f_1、f_2和需要的信号彼此非常接近，那么无论怎样降低f_1或f_2的幅度，都不可能降到一个可以忽略其三阶互调信号的水平，因而，不可能提供有效的选择性。高线性度是诸如放大器等有源器件的一个理想特性，如果在实践中要实现这种线性度，就需要仔细考虑电路和器件。在电路的层面上采用一个具有适度增益的，并可能包含附加线路的电路，比起仅仅在线路的每一级中谋求最大可能增益来讲更能改善线性度。仔细布局和精心筛选来避免反馈（会导致近似不稳定）也是必不可少的。然而即使精心设计，当输入信号功率增加时，必然还会出现一个使放大器发生过载的功率点。图 6-9a 表示的是一个增益为 G 的放大器的输入－输出关系图。在小功率情况下，输出分贝数随输入分贝数的增加而增加，但对于非常大的输入，放大器被驱动到极限，并且会达到其“饱和输出功率”。在饱和状态，至少在不包含调谐储能电路的放大电路中，除了所需的基本输出信号外，在放大器输出信号中还存在一个相当大的谐波功率信号。基本的输出信号功率相对于不存在限制时的输出功率下降 1dB 时的点称为压缩点。

70
~
71

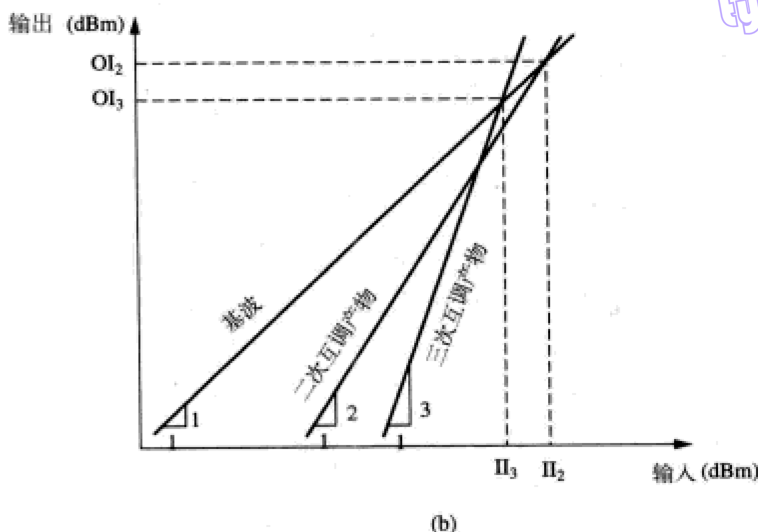
图 6-9b 显示了当两个基本信号同时加在放大器上时，在小功率输入情况下，二阶和三阶互调信号比起所需输出信号要低得多。从理论上讲，输入信号每上升 1dB，二阶互调信号就会上升 2dB，三阶互调信号会上升 3dB。实际上，一直到压缩点下约 10dB 处，一般的电路都符合这个凭经验总结出的规律。如果上述结果如图 6-9b 描绘的一样，经过推导，互调信号理论上最终会与基带信号相交。相对应的二阶和三阶输入截断点II位于 X 轴上，则输出截断点OI位于 Y 轴上。对精明的制造商而言，使他们的放大器听起来不错的一个较简单的办法就是大谈特谈放大器的输入截断点，而对他们引用的数字是对应于输出截断点的这个问题，则一笔带过。



(a)

图 6-9　压缩和互调

(a) 放大器，混频器或其他具有 G dB 增益器件的压缩点（单音频输入）



(b)

图 6-9 (续)

72

(b) 二阶与三阶输入和输出截断点（II 和 OI[①]）；见正文（两个同幅输入信号）

借助本振信号频率 f_{LO}，混频器可以将一个信号从频率 f_a 处迁移到另一个频率 f_b 处。f_b 可以是 f_a+f_{LO} 或 f_a-f_{LO}。在实际工程中应用的有源和无源混频器，本文都要讨论。混频器受到严格的条件约束，这个条件虽然并不是完全对立的，即对于施加在信号端口和 LO 端口的信号，必须表现出很强的二阶特性，混频器才能产生所需的和频与差频信号，但是对于施加在信号端口的两个或更多干扰信号，为避免产生二阶或更重要的三阶互调信号，却要具备良好的线性度。如果混频器是平衡的，也就是说输入的 LO 不会传输到输出端口，或者换句话说输入信号不会在输出端口出现，那将是十分方便的。专业的通信接收机通常使用双平衡混频器（DBM，double-balanced mixer），也就是说不论是信号输入还是 LO 输入都不会传输到输出端口，并且 LO 同时也不能传输到射频输入端口。

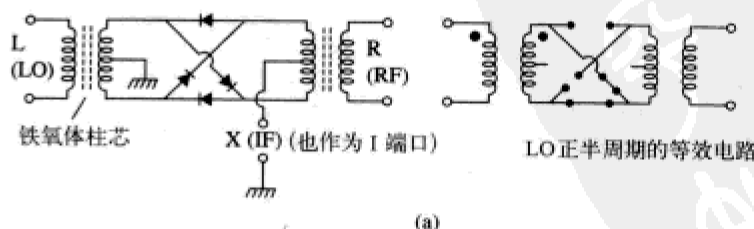
图 6-10a 的左半部分表示了一个典型的无源 DBM 电路（也称作环形混频器，因为所有四个二极管的阳极与阴极顺次相连），这个电路使用了一个匹配的四只肖特基二极管。图 6-10a 的右半部分表示在 LO 的半个周期上的等效电路。此时电路中两个二极管完全导通而另外两个截止。由此造成的结果是射频（R）端口输入的信号与中频（X）端口的信号在某一相位处相连，然后在 LO 波形的后半个周期相反的相位处也相连。信号在 LO 每半个周期上交替地乘以 +1 和 −1。在 X 端口，LO 基带信号与输入信号相混合，产生了和频分量与差频分量。实际上，无源 DBM 的 X 端口处对输入信号和 LO 信号抑制是有限的，在中频带，其典型值为 40～50dB，而在器件设计工作频率范围的边缘则大约为 15～25dB。对于输入信号而言的变频损耗通常为 6.5dB。其中，有 3dB 的变频损耗是分离和频、差频输出功率的原因造成的，而其余部分的损耗则是由二极管以及变换器的电阻损耗造成的。如果在 R 端口的输入信号中含有幅度很大的干扰信号，那么在中频（IF）端口可能会出现除互调信号引起的干扰输出信号以外的其他干扰信号的输出。以上介绍的就是由于 DBM 的不理想特性引起的各种类型的寄生响应，它们正是混频器制造商力图最小化的，后面章节中将对相关问题进行深入讨论。实际上，混频器所表现出的寄生响应

① 原文为 IO，应为 OI。——译者注

信号的大小既取决于使用者，也取决于器件的制造商。如果在所有频率下，混频器三个端口上的电压驻波比（VSWR）都很低，那么寄生响应信号达到最小值。器件制造商公开的性能参数是在接有 50Ω 特性阻抗器件的条件下测量得到的。通常为更好地进行测量，各端口接上阻抗 50Ω 的 10dB 衰减器。这是对实际使用情况而言，非常不具有代表性的。但是对于混频器三个端口处电压驻波比（VSWR）的各种可能组合的情况，又不可能列出对应的各个频率点上的性能参数。实际上，连接在混频器的 R 端口上的很可能是一个输出电压驻波比很差的低噪声放大器，或者更糟的是连接一个带通滤波器，而中频的 X 端口却连接一个带通平滑滤波器。这时 R 和 X 端口上的衰减器显然是不合适的，因为它们将使接收机噪声系数变得更坏。L 端口的衰减器虽然要以增大 LO 功率的需求量为代价，却有很大作用。一个与混频器端口直接相连的滤波器在其通带内可以提供较为理想的匹配，但在电压驻波比很大的阻带内，滤波器却会将能量反射回混频器。第 15 章将讨论避免这种窘境的方法。 [73]

这里没有介绍另一种重要应用方案，那就是将MOSFET作为替代二极管的开关来使用[1]。就像肖特基二极管构成的环形DBM一样，由于MOSFET不再是当作放大器而仅仅作为压控开关使用，此时MOSFET就成为一个无源混频器。参考文献 2 描述了一种单平衡的有源MOSFET混频器，它能提供 16dB的变频增益和 +45dBm的三阶互调输出截断点。图 6-10b显示了一个有源七晶体管的DBM树状图，上面的四只晶体管的内部连接电路经常称作吉尔伯特单元（Gilbert cell）。电路的变频增益由射极－射极电阻R来决定，R越小，增益越高，线性度也越差，也就是说，三阶互调截断点越低。可从许多供应商那里得到典型的 1496 或 1596 型混频器集成（IC）形式的电路（见图 6-10c）。现在已经生产出具有高动态范围的同类产品[3]。有多种方法可以增强无源DBM的信号处理能力与线性度，通常都以增大LO驱动功率为代价，图 6-10d显示其中的一种方法。与二极管串联的电阻器阻值很大，因此稳定了二极管的导通电阻，与此同时，正向压降的增加使得二极管截止的反向偏压增大，从而使反向电容变到最小。高性能的DBM承受的LO驱动功率可高达 +27dBm。 [74]

射频应用中，“有源器件”这个术语必须包括集成混频器，这些集成器件可以设计成射频或中频放大器，或设计成完整的中频电路，通常器件中集成了本地振荡器、混频器，并且在某些情况下也设计成射频级。尽管如此，这些器件的作用仍与应用电路紧密地联系在一起，这些内容都将在第 7 章中涉及。



(a)

图 6-10 双平衡混频器（DBMS）

(a) 环形调制器。R 和 L 端口处的频率范围以及 X 端口处的频率上限受到变换器的限制。然而，X 端口处的低频响应将扩展到 0 Hz（直流）

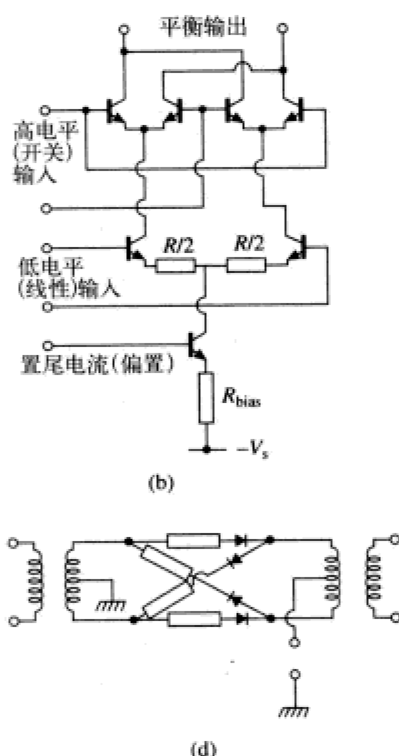


图 6-10 （续）

(b) 基本七晶体管树状有源双平衡混频器。射极－射极电阻 R 与输出端的负载阻抗共同决定变频增益

(c) 晶体管树状电路可以用作解调器（见正文），也可以像此处一样用作调制器。如果虑除载波信号，这个调制器将产生一个抑制双边带的载波输出；如果将控制信号偏移量调为 0，则产生一个调幅（AM）输出。MC1496 的线性电路中包括两个恒流源，因此，调整增益的电阻器不需要像图 b 中那样分成两部分（Freescale 半导体公司版权所有，2006 年授权使用）

(d) 高动态范围的双平衡混频器（见正文）

参考文献

75

1. Rafuse, R. P. Symmetric MOSFET mixers of high dynamic range. International Solid State Conference Session XI, University of Pennsylvania, pp. 122–3 (1968)
2. Oxner, E. S. Single balanced active mixer using MOSFETs. In *Power FETs and Their Applications* Prentice Hall, Englewood Cliffs N.J. 07632, p. 292 (1982)
3. Type SL 6440C, GEC Plessey Semiconductors

第 7 章 射频小信号电路

尽管在上一章已经描述了单个晶体管放大器的基本电路，但在实际电路设计中还有很多要注意的地方，下文将从共基极（共栅）电路开始介绍这些知识。一个基极接地的晶体管的低频小信号输入阻抗是电阻性的，且等于 25/Ie（单位为欧姆），这里的 Ie 为毫安级。它的倒数是跨导 g_m，也就是在 1mA 时为 40mA/V，并且与集电极电流成正比。所以，如果流过集电极的电流为 2mA，接地的基极的输入电阻为 12.5Ω（12R5）。在没有更多确切数据的时候，更高频率上的电路设计也可以由此开始。由于阻抗太低而不能直接与天线的输入端相连，所以图 7-1a 所示的为甚高频调频频段设计的基极接地放大器，用一个匝数比为 2：1 的变压器来将 12.5Ω（12R5）匹配到 50Ω。当然，对于更精确的电路设计，设计者能够用网络分析仪来测量工作频带范围内的器件的输入阻抗和集电极电流。在没有网络分析仪的情况下，可以大致估计，这与精确的设计相比只是该级的增益有小的损耗。另外，用一个射频（RF）计算机辅助设计软件包也可以得到一个较准确的电路设计，在软件包的元件库里有晶体管的模型。仿真结果将给硬件的构建提供合理的实现方式，由于寄生电容和寄生电感在电路模型里不存在，所以在实际布板时要避免引入。

在基极接地时，电流增益仅略小于 1，图 7-1a 所示的电路中（功率）增益可以这样来解释：如果输出的两部分调谐电感是紧耦合的，集电极电路阻抗约为 200Ω（假定 PL_1 负载为 50Ω）。因此它的作用实际上是一个 2：1 的降压变压器。因为功率等于 I^2R，发射极的信号电流几乎与集电极的电流相同，功率增益是 200 /12.5 即 16 倍，10lg(16)等于 12。当然电路设计的近似方法忽略了很多因素，它假定了该级的输出电导小于（1/200）Ω^{-1} [即 0.005S，S（Siemen）是电导的单位]（调谐电路吸收了输出电纳）。它同时也忽略了输出电感线圈的两半部分并非完全耦合以及晶体管内部反馈的影响。如果该部分采用一个 75Ω 的源和负载，稳定性余量会降得更多；实际情况中往往是这样做的。在这个方案中，至少在最初的近似中，在很大程度上忽略了这些因素，50Ω 电路实测增益为 11dB 的系统与预计增益为 12dB 的方案相当一致就可说明这个问题，因为对于设计方法来说涉及的只是简单的心算。这一电路还可用栅极接地的场效应管（FET）来替换，如果它可以实现 20mA/V 的跨导，就不需要 T_1 而提供一个直接与 50Ω 的匹配。然而，在一个典型的小信号射频场效应管（RF FET）中 g_m 将比这个还低，所以该级增益也将更低。如果需要比图 7-1a 中单个调谐电路提供的选择性更大，可用一个具有天线输入端抽头和发射极耦合线圈的调谐电路代替晶体管的输入变压器。

共射极组态能提供比共基极组态更大的增益，前提是能实现设定的增益，还应考虑稳定性。图 7-1b 展示了带有输入和输出调谐的双极性共射极放大器。这能用于覆盖 2～30MHz 的高频（HF）通信接收器的输入级。它的选择性比仅有一个调谐电路的选择性更强，同时避免了耦合调谐电路的某些复杂性。后者（耦合调谐电路）能提供更好的带通特性——特别是一个更平坦的通带——但对于一个覆盖 2～30MHz 的通信接收器，如图 7-1b 中的两个单个调谐电路在任何情况下都能提供足够宽的通带。随着高频（HF）频带不断超负荷地使用，射频（RF）频段的运用（能够提供前端选择性）又重新复苏。然而，射频（RF）放大器由于输入、输出都有调谐电

路，为保证放大器的稳定性，设计时，尤其是用到共射极结构时，需要非常仔细。潜在的干扰源是集电极或基极电容，它为能量提供了一条从输出调谐电路反馈给基极输入电路的路径。共射组态提供反向增益，使输出与输入有180°相位差。通过集电极/基极电容的反馈电流超前集电极/基极电压90°。在稍微低于谐振频率的频率上（见附录4的通用谐振曲线图），集电极电压将超前集电极电流，通过集电极/基极电容的反馈电流将产生一个超前的通过输入调谐电路的电压。在这个频率下，每个调谐电路的电压超前45°，总共超前180°，抵消了该级固有相位反转并产生了正反馈。电路的级增益越高，调谐电路的 Q 值越高，反馈就越容易引起振荡。因为当每个调谐电路的相移是45°时，它的振幅响应仅仅下降3dB（见附录4）。实际上，如果振荡没有发生，信号增益会因为高频端失谐而比低频端下降得更快。这确实是一个表明内部反馈的迹象（如图7-2所示），进一步失谐时，在峰值的两边增益的下降比率接近12dB/倍频程。在图7-2中，低频端看起来下降得更快，这是因为水平轴的频率是线性的而不是对数的。

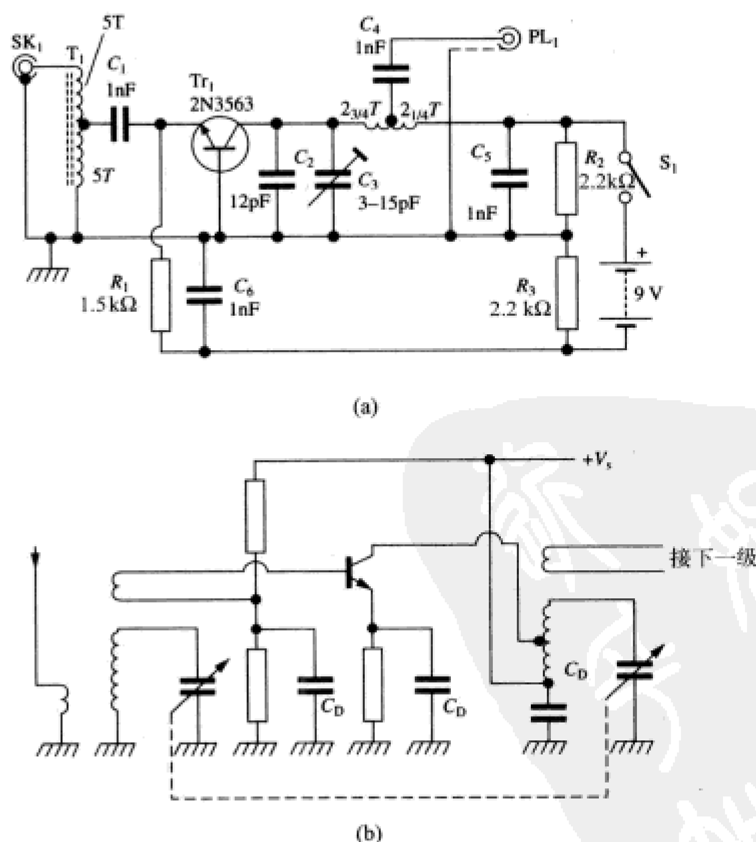


图7-1　射频（RF）放大部分

(a) 非调谐（宽带）输入和调谐输出的RF共基放大电路。（"*VHF preamplifier for band II*"，Ian Hickman，*Practical Wireless*，June 1982，p.68，承蒙 *Practical Wireless* 允许复制）

(b) 带输入、输出调谐电路的共射RF放大电路。C_D 为去耦电容

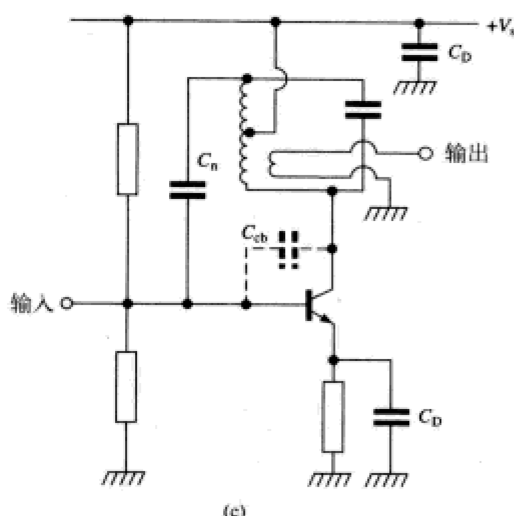


图 7-1 （续）

(c) 中和电桥。内部反馈回路没有图示的理想电容 C_{cb}，但会有一个同相元件。如果通过 C_n 部分的中和相角可调节，如通过一个串联适当的电阻，在特定的频率下中和会更精确。在这个特定频率下的电路被称为“单向化的”

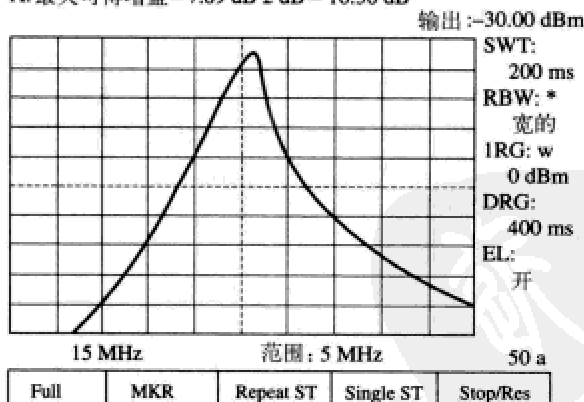


图 7-2 带内部反馈的放大器的频率响应。增益在过峰值向高频方向降低更快

一种增加 RF 放大器稳定裕度的常用技术是失配，可用于图 7-1b 所示电路。这种方法只是意味着在没有反馈的情况下可以实现比最大值小的增益。尤其是如果集电极（漏极）负载减小，该级的电压增益将会更低，所以驱动电流通过反馈电容 C_{cb} 的电压成比例地减少。同样，如果从基极（或栅极）看进去的源电阻减小，反馈电流将减小通过输入电路的电压降。减小增益和增加稳定性的方法是：因为失配所牺牲的增益可以用增加另一个放大级而恢复。为了得到要求的增益，这种方法与“单向化”这类级数少而增加电路复杂性的方法相比可能是一种价格便宜的解决办法。这些复杂的术语用来说明任何要减小放大级中有效内部反馈的设计，即让信号只向前方流动。射频（RF）设计的数据资料经常引用一个在给定频率的最大可得增益（MAG）的数据和一个更大的最大单向增益（MUG）的数据。传统的单向化的术语是中和。虽然“中和”经常仅仅是反馈回路上的电抗性元件补偿，但单向化也允许阻抗元件。图 7-1c 显示了一个更通用的中和化设计，有时也叫桥式中和。输出调谐电路是中心抽头的，所以电感顶端的电压与集

78

电极电压在幅度上相等，相位上相反。中和电容 C_n 与晶体管的 C_{cb} 的值相等，它是一个能与单个晶体管的 C_{cb} 设为同一值的整流电容。设置整流值的规则是对调谐频率的响应应该是对称的。这将在没有正反馈或负反馈时出现。串联电容 C_n 和 C_{cb} 通过输出调谐电路出现并被其调谐电容吸收，然而并联电容 C_n 和 C_{cb} 通过输入调谐电路出现并被它的调谐电容吸收。中和对于小信号放大器是非常的有效的，但对于处理大信号的部分却没那么有效。这是因为由于有半导体反向偏置，反馈电容 C_{cb} 随反向电压变化，并且在大信号时的变化是非线性的。

共集电极电路（射极跟随器）在 RF 中也是有用的，主要作为缓冲器部分，它不是调谐的或者只在输入部分调谐。但是，值得注意的是射极跟随器有不稳定因素，除非设计这部分的去耦部分时注意到这一点。特别的，如果一个射极跟随器驱动的主要是电容负载，它的输入阻抗呈现为负的阻抗性元件，在并联的调谐电路中，能形成一个负阻振荡器。关于这方面的更多细节将在第 9 章讲到。所有三种结构的晶体管放大电路都有可能由于内部反馈而产生不稳定性，一个应用很广的电路是两个“共基极－共射极放大器”（组成）晶体管放大部分，这些晶体管有很小的从输出到输入的固有反馈（图 7-3a）。输入晶体管用于发射极接地的结构，比基极接地提供更大电流增益，同时也有一个更高的输入阻抗。但是，因为输入端晶体管的集电极负载由第二个晶体管的发射极输入阻抗构成，该阻抗很低，所以没有从集电极电路到基极调谐电路的大的反馈，将这用于基极接地的结构，也会引入很低的输出到输入的反馈。如果选择一个合适的晶体管型号，共基极－共射极放大器能够在 100MHz 时提供超过 20dB 的增益和 70dB 的反向隔离。共射－共基极放大器消除了由于除法器输入电容的动态变化而引起合成器输出相应的边带频率的可能性，这使它成为一个合成器的压控振荡器和可变比率的除法器或双模预分频器之间的理想缓冲级。在这一主题下，图 7-3b 显示了一个引人关注的变化。这里基极接地的部分用的是 PNP 晶体管。最终输出是参考地，没有 RF 电流从正极流出，降低了去耦的要求。图 7-3c 显示了一个共基极－共射极放大器部分的单个装置，图中运用半导体四极管或双栅极 MOS 场效应管（MOSFET）。它能提供的 AGC 增益下降可达 60dB，此外在 60（200）MHz 上有 2.5dB 噪声系数和 27（20）dB 的稳定的前向增益。

反向隔离是 RF 放大器的一个重要参数，可以通过测量电路从后端连接到前端时的“增益”来确定，即将输入作为输出端，输出作为输入端。这对于由单独电路构成的放大器模块容易实现，但当放大部分由嵌入在装置中的一系列电路构成时，就不那么容易了。在使用电子管工作时期，可以很容易地由断开加热灯丝并观察增益下降多少来得出该级的反向隔离值（预先知道它的前向增益）。当电子管冷却时，它没有放大功能。而实际上，不管电子管是冷的还是热的，情况都一样，信号只能从内部的极间电容流过。电子管没有增益时，前向和反向隔离相同。这种方法同样适用于晶体管，可以通过断开发射极的直流通路但保留它的交流通路来实现。然而，结果不像电子管方案中那样可靠，因为晶体管的很多寄生电抗会随着发射极电流减小到零产生相当大的变化。射频（RF）放大器稳定时，显然它的反向隔离应该超过它的前向增益一个合理的余量，不需要像上面提到的共基极－共射极放大器那样要达到的 40～80dB，10dB 已经足够，20dB 的差值就很好了，同时一些商业的宽带射频（RF）放大器模块采用频率范围的上限，反向隔离超过前向增益的余量，降低到仅仅 3dB。

除了有用信号，在无线接收机的早期阶段，放大器还受到大的无用信号的影响。为了防止任何所需信号最后衰减，放大器必须具备很高的线性度，这已经在第 6 章讲过。但是，线性因素只是输入放大部分的众多重要因素中的一个。它还必须具有低噪声和高动态范围。由硅原子的原子晶格构成的晶体管处于一种叫做“热扰动”的状态，它与绝对温度成正比。因此，通过晶体管

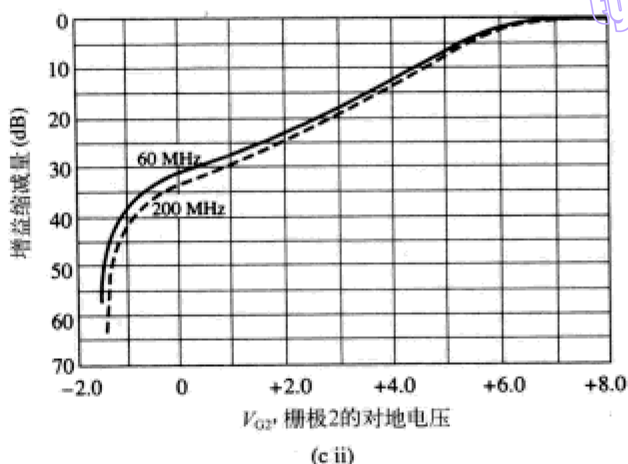
的电流不是平滑有序的而是带有噪声，像从山上流下的溪水。像溪水中的噪声一样，没有一个频率会占主导地位。这种类型的电子噪声被叫做热扰动噪声或热噪声，而它的强度在大多数实际运用中不依赖于频率（白噪声）。与电阻器相关联的噪声功率，独立于它的阻抗，并且其值等于$-174\text{dBm/Hz}^{0.5}$，如在通信带宽为3kHz时，噪声功率相对于1mW为−139dB。这就意味着我们考虑的带宽越宽，它所包含的噪声功率越高。如果我们考虑一个无限的带宽，将有一个无限大的功率从电阻器通过，但实际上噪声带宽受到固有的限制，在室温下热噪声在1000GHz时开始变小

图 7-3 共射极－共基极放大器的变化

(a) 共射极－共基极放大器

(b) 共射极－共基极的补充。负载可以是电阻，一个RL电路（峰化电路），一个调谐电路或一个宽带RF变压器，C_D是去耦电容

(c) 带AGC的双栅极MOS场效应管甚高频放大器的增益减小曲线。在60（200）MHz时，最大增益27（20）dB，且没有增益减小（VG2为+7.5V时）。摩托罗拉MPF 131能提供一个增益减少范围为60dB的AGC（承蒙Freescale半导体有限公司授权复制，2006）



(c ii)

图 7-3 （续）

（下降 10%），在 7500GHz 时，噪声密度降到 50%（如图 7-4b 所示）。在如脉泽放大器所使用的这样的低温［例如 1K（−272℃）］条件下，噪声密度在 5GHz 时已经下降了 10%。

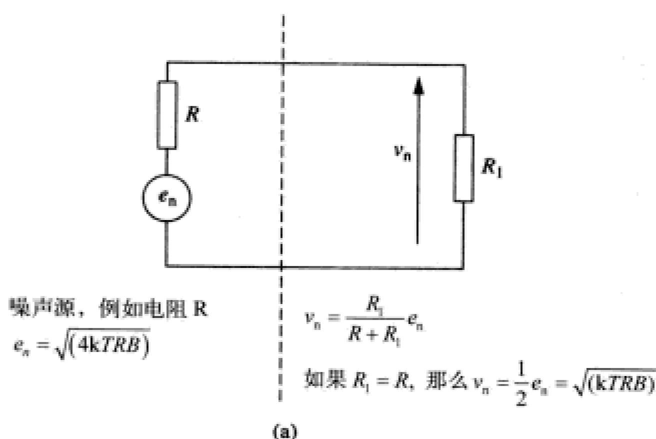
现在回到射频放大器上来，如果是由 50Ω 的源来驱动，噪声功率将从此进入到输入端（如图 7-4a 所示）。如果放大器与源匹配，即它的输入阻抗是 50Ω，在放大器的输入端噪声电压的均方根 v_n 等于源电阻的开路噪声电压的一半，如 $\sqrt{(kTRB)}$，其中 R 是 50Ω，k 是玻尔兹曼常数，为 1.3803×10^{-23}J/K，B 是带宽。在 290K（17℃或大约室温）的温度、50Ω 的电阻值和 3kHz 的带宽条件下，V_n 为 24.6nV。如果放大器是理想的无噪声并且有 20dB 的增益（假定输出阻抗是 50Ω，电压增益为 10 倍），预计在它的输出端噪声电压的均方根为 0.246μV，如果实际输出噪声电压是这个值的两倍，噪声电压的均方根为 0.492μV，放大器将有 6dB 的噪声系数。因此，噪声系数可简单表述为在同样增益的情况下，一个放大器实际噪声输出与一个理想无噪声放大器的噪声输出的比值。放大器的等效输入噪声是实际输出噪声除以增益。第 6 章也介绍了压缩程度的概念。放大器的动态范围可简单地表述为大于等效输入噪声的最小输入信号与未产生压缩输出的最大输入信号的比值，用分贝表示。

仅用低噪声、高线性度和较宽的动态范围这些参数来描述放大器的特性还不够全面，我们还应该恰当地定义和描述增益、输入阻抗和输出阻抗这些参数。而且理想情况下进一步定义这 3 个参数不能导致其他任何参数恶化。图 7-5a 所示为一个宽带射频（RF）放大器，它的增益、输入和输出阻抗由负反馈决定[1]。接在基极和发射极间的反馈电路的电阻引入了一些附加噪声，这可以由如图 7-5b 所示的称为无耗反馈的设计[2]来避免。这里的增益、输入和输出阻抗都是由变压器线圈的安培匝数比决定的。这种设计的噪声系数很低，但不幸的是这部分的反向隔离会很低。

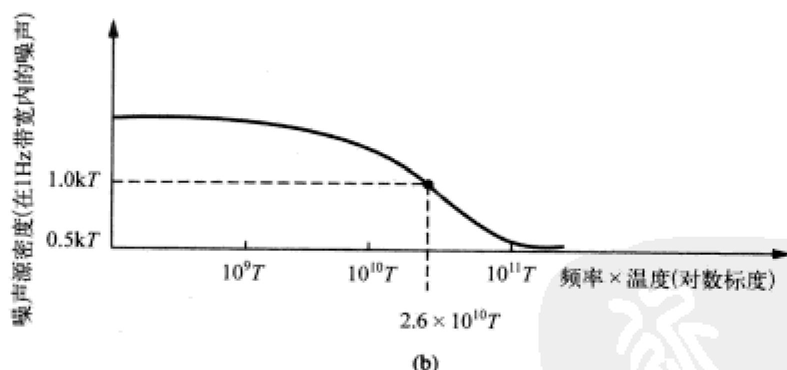
在接收机后端电路中，对低噪声系数的要求有一定程度的降低，同时带通滤波器的中频（IF）部分为防止大的无用信号进入，放宽了对线性性和动态范围的要求（第 10 章将详细讲述）。要求降低的结果是可用专用集成电路（IC）取代分离的晶体管的中频（IF）部分，集成电路能提供稳定的增益和较宽自动增益控制（AGC）范围。集成射频（IC RF）放大器也用于要求不太严格的射频（RF）放大器中，例如在发射机的激励器中，将要传输的有用信号是唯一的信号。这类典型的集成电路是 GEC Plessey 半导体公司的 SL600/6000 系列芯片，其中 SL610C 和 SL611C

82 ~ 83

为射频放大器，SL612C 为中频放大器。这些放大器根据种类的不同能提供 20～34dB 的增益和一个 50dB 的自动增益控制（AGC）范围。目前已不再为 SLxxx 系列的芯片提供技术支持，但因为还存在大量库存，所以经常看到出售它们的广告。



(a)



(b)

图7-4　热噪声

(a) 电阻噪声源可以用一个阻值相同的没有噪声的电阻来替代，串联的噪声电压源电动势 $e_n=\sqrt{(4kTRB)}$。可用的噪声功率 $=v_n^2/R=(e_n/2)^2/R=P_n$。在室温（290K）时，P_n = 1Hz 带宽内 −204dBW = 1Hz 带宽内 −174dBm。如果 B = 3000Hz，那么 P_n = −139 dBm。并且如果 $R=R_1=50\Omega$，在 3kHz 带宽内 $v_n=0.0246\mu V$

(b) 热噪声实际上是“白的”。在频率与温度的乘积为 $2.6\times10^{10}T$ 时噪声功率密度下降到 50%，如在室温时频率为 8000GHz，或 T=1K 时频率为 26GHz

在调频接收机中，接收信号的幅度不含有用信息，所以在中频采用了一个限制带。通常有大量的放大器级联，用最小的输入信号，通过恰当的增益来驱动后级达到饱和或“限制”状态。同时随着信号幅度的增加，更多的级工作在限制状态，每级处于明显的过载状态，这样可得到输出为饱和时的输入。一个更通用的例子是可以从很多商家购买到的 CA3189，它是一个早前的 CA3089 的改进替代品。它用三个限制性的级，提供了一种典型的在 10.7MHz 时，10μV 的灵敏度，包括一个双平衡的正交检测器（和外部正交线圈一起用），带有噪声抑制电路的音频放大器，为调谐电路提供自动频率控制（AFC）和延迟后的自动增益控制（AGC）输出。

84

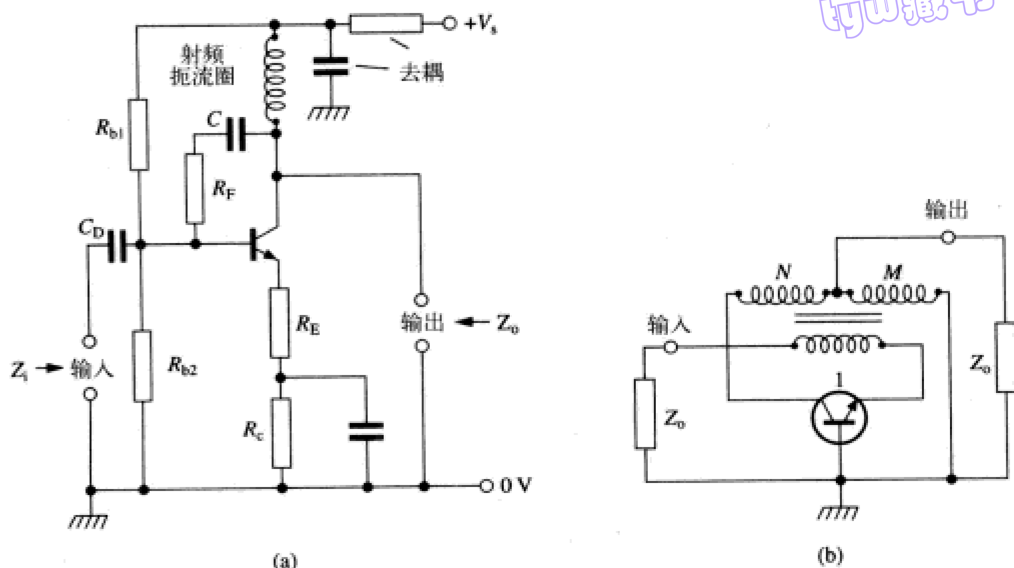


图 7-5 由输入和输出阻抗决定的设计

(a) 电阻反馈决定增益、输入和输出阻抗。R_{b1}、R_{b2} 和 R_c 决定这部分的直流偏置。在所需的工作频率时假设晶体管的电流增益是 10，那么这个电路的输入和输出阻抗是 50Ω，$R_F = 50^2/R_E$。例如，如果 $R_E = 10\Omega$，$R_F = 250\Omega$，那么 $Z_i \approx 35\Omega$，$Z_o \approx 65\Omega$，该级增益 ≈ 10dB，如果 $R_E = 4.7\Omega$，$R_F = 470\Omega$，那么 $Z_i \approx 25\Omega$，$Z_o \approx 95\Omega$，增益 ≈ 15dB。C_D 是隔直电容，如 0.1μF

(b) （变压器）无耗反馈决定增益、输入和输出阻抗。没有电阻反馈元件的结果是更低的噪声系数和更高的压缩点和三阶截点。在确定的简单假设下，如果 $N = M^2 - M - 1$，两路匹配到 Z_0。功率增益 $= M^2$，阻抗由发射极看进去 $= 2Z_0$，由集电极看进去 $= (N+M)\ Z_0$。由俄国 Anzac Electronics Division of Adams 生产的多种宽带 RF 放大器模块就采用了这个电路设计，并且受美国专利 3 891 934；1975 保护（未画出直流偏置部分）（承蒙 Microwave Journal 允许复制）

很多特殊用途的射频和中频集成放大器可从一些专业的制造商处得到，如 Avantec、Mini Circuits Laboratories、Maxim 及其他公司。该产品在雷达和电子对抗（ECM）系统中为相位恢复提供低相移限制器，向雷达接收机提供带中频和视频输出的多级对数/限幅放大器，为窄带调频通信提供有锁相环探测器和噪声抑制输出的低功耗中频带。

特定无线电频段的集成电路（RF ASIC）的应用范围很广泛，并且一直在扩大，从下面介绍的几个例子，可预见有大量的可用器件。

这类复杂器件的低端产品有来自 Mini Circuits 公司的 ERA-x 系列放大器。使用时仅需要在输入、输出端接上隔直电容和射频扼流圈或提供正反馈的电阻器。它们在输入、输出端为 50Ω 匹配，采用不同的型号可提供高达 8GHz 的带宽、20dB 的级增益和+11dBm 的输出压缩点。型号为 HELA-10 的可提供一个 3.5dB 的噪声系数和+47dBm 的 IP3 比率。

一个更高水平的综合应用在模拟设计 AD8346 0.8GHz～2.5GHz 正交调制器中有举例，它允许对基带数据的直接调制。微分 LO 输入提供给多相网络，合成正交信号通过缓冲器传输到两个吉尔伯特（Gilbert）单元混频器中。基带输入通过两个差分电压到电流转换器为混频器提供调制输入。混频器的总输出能驱动一个用于数字系统的功率放大器，如 PCS、DCS、GSM、CDMA 或 ISM 收发器。

一个很高程度的集成应用是在 MAXIM 集成产品中的 MAX2510 低电压带限幅器的中频收发器，在 RSSI、正交调制器和功率放大器中都可见。这种芯片是为数字系统的运用设计的，如

PCS、DCS、GSM、CDMA 等。图 7-6 所示为运用片外中频带通滤波器的方框图。

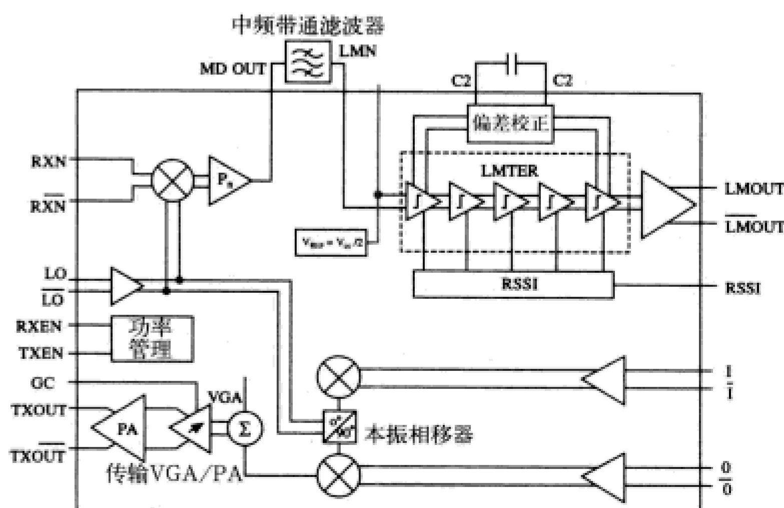


图 7-6 MAX2510 综合了一个接收混频器和限幅器，有 RSSI 输出，正交调制器和带有增益控制的功率放大器（承蒙 Maxim Integrated Products 允许复制）

另一种说明 RF 集成电路的芯片复杂性的产品是德州仪器公司的 TRF6150RF 收发器。这种双边带或三边带的转换收发器的单个芯片使蓝牙、GPS 和其他应用降低了 30%的元件费用。接收部分只需要每个边带有一个带通滤波器，在传输端上有一个压控振荡器和功率放大器。 85

参考文献

1. *Solid State Design for the Radio Amateur*. Hayward and DeMaw, American Radio Relay League Inc., Newington, Connecticut, USA
2. Norton, D. E. High dynamic range transistor amplifiers using lossless feedback. *Microwave Journal*, May, 53–7 (1976) 86

第 8 章　调制与解调

调制是一个把需要传输的信息加载到射频载波（carrier）上的过程。用这种方法，接收端可以基本不失真地恢复信息。图 8-1a 描述了用连续波（CW，continuous wave）以莫尔斯码（Morse code）传送信息的方式，这种方法在高频段（1.6～30MHz）曾广泛用于商用航海中，现在也被业余爱好者在几瓦的功率下用于世界范围的数据交换。长波、中波、短波频段的广播都采用调幅（AM，amplitude modulation）方式（见图 8-1b）。射频载波的幅度随着如语音和音乐这样的基带调制信号波形的改变而改变，以反映基带调制信号波形的瞬时变化。基带信号限制在 4.5kHz 的带宽内，从而使传输信号限制在以载频为中心 9kHz 的带宽内。利用单一的正弦音频信号进行最大幅度的调制即 100% 调制时，传输的功率比没有调制时要大 50%。

注意载波的功率是不变的，所以在最好的情况下也只有 1/3 的传输功率用于传送基带信号，而在一般情况下会更低。因此，单边带（SSB，Single Side Band）调制方式很受军事、商业使用者和业余爱好者的欢迎，普遍运用于高频（HF）语音通信。在 SSB 调制方式中（图 8-1c 所示），只传送一个边带，而抑制了另外一个边带及载波。频谱的占用量减少了一半，所有传输功率所传送的都是有用信息。在接收端，必须加入一个载波振荡器，用以在最合适的频率处提供这个丢失了的载波。在语音通信中，可以接受 10Hz 左右的频偏；在音乐通信中，可以接受的频偏低于 1Hz。

在单边带应用的早期调制是非常困难的，而且要提供一个很准确的称为精调控制器的调谐控制装置，但是，随着频率合成发射机和接收机的出现，这一难题便迎刃而解了。在商业的和军事的 SSB 应用中，上边带（USB，Upper Side Band）调制是规范，业余爱好者使用频率在 10MHz 以上的上边带调制方式或者 10MHz 以下的下边带（LSB）调制方式。有时独立边带（ISB，Independent Side Band）调制方式会运用于商业。这种方式中，一个通信信道在下边带传输，另外一个完全不同的信道在上边带传输。有一段时期抑制载波信号用“2+2ISB”方式同时传输了四个国际电话的主干信道。在这种方式中，每个边带传输两个电话信道，一个在基带内传输，另一个则在 4～8kHz 的频带内传输。

图 8-1d 表示了调频（FM，Frequency Modulation）方式。FM 作为一种调制方式，早在 AM 广播服务建立之前就被提了出来，但是因为分析表明它产生的边带信号带宽大大超过了基带信号带宽[1]，所以没有立即投入应用。FM 现在用于高保真度的广播，在国际上分配的 88～108MHz 甚高频（VHF）FM 频段，射频载波频率的最大频偏为 ±75kHz，基带响应覆盖了 50Hz～15kHz 的频带。图 8-1d 显示了在频域、时域以及用矢量图表示的三种情况下，AM 和 FM 的特征。注意图 8-1d 显示的是一个调制度很低的调制，与之相对应的是一个小幅度的基带调制正弦波（频率 f_m）。即使如此，很明显，如果只有位于调制频率的边带存在，在调制频率的每个周期射频信号的幅度最大将增长两倍。同时，未调制状态下的射频信号的相位偏移是最大的。2 f_m 处二阶边带的存在补偿了这一偏移，保持了信号幅度的恒定。

当偏移更大时，就会有更多的 FM 边带出现，而所有这些边带信号都与幅度和相位有关，因此可以保持幅度的恒定。注意，用矢量来表示 FM 信号时，其最大相位偏移出现在调制频率的半个周期的末端。因为在这个半周期内，调制频率将会高于（或低于）中心频率，所以在频

率偏移的情况下将会有 90° 的相位偏移。正如显示的那样，在给定的最大频率偏移下，最大相位偏移和调制频率是成反比的。假设调制信号是 100Hz 的方波，且最大频率偏移是 1kHz，那么在一个 10ms 的调制周期内，在前 5ms 内，射频信号会高于载波频率 1kHz，然后在第二个 5ms 内将低于载波频率 1kHz，因此射频信号的相位首先将会稳定地超前五个完整周期（或 10π rad），然后以相同的数量恢复。例如，相对于未调制载波的相位，调制信号的最大相位偏移是 ±5πrad/s。在最大幅度相同的情况下，正弦波半个周期平均值是方波半个周期平均值的 2/π 倍。因此，如果调制信号是一个正弦波，那么最大相位偏移将会只有 ±10 rad。

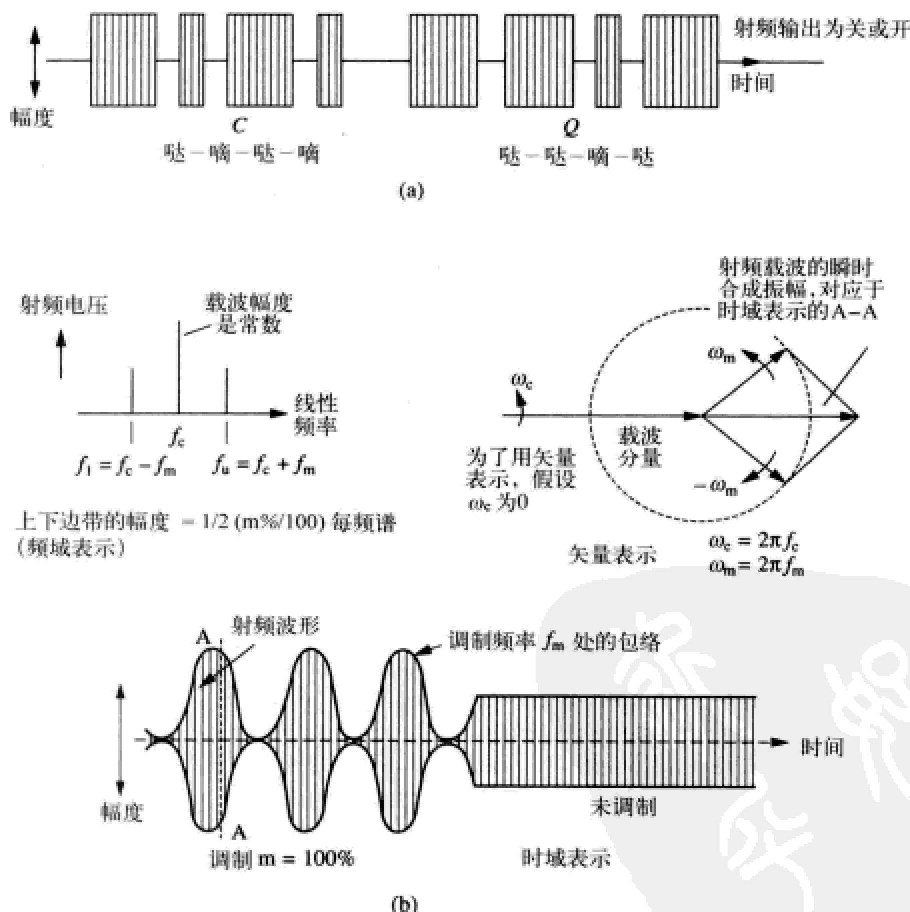


图 8-1 各种无线电波调制

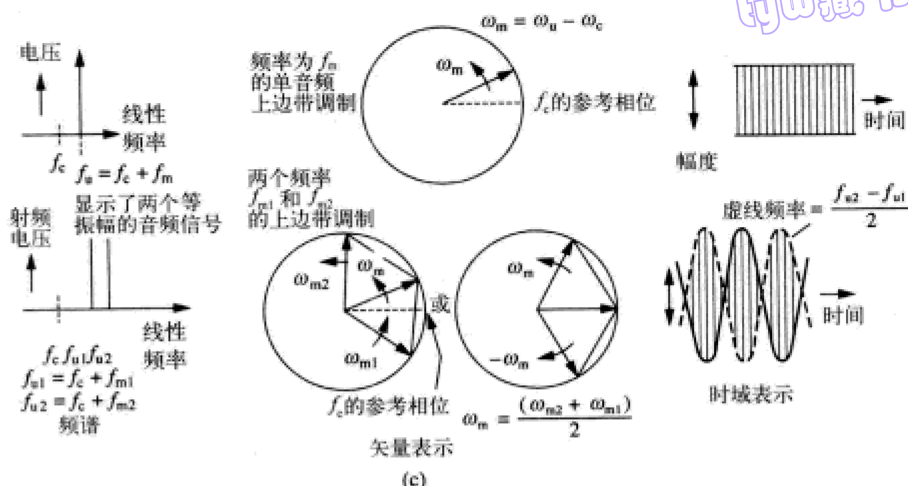
(a) 连续波 CW（断续波 ICW）调制。业余爱好者们用莫尔斯码表示字母 CQ（seek you? 寻找你？）以引起同波段的其他任何一个业余爱好者的回应，从而建立一个 QSO（莫尔斯码会话）

(b) 调幅：一个单一的正弦音频信号显示了 100%的调制

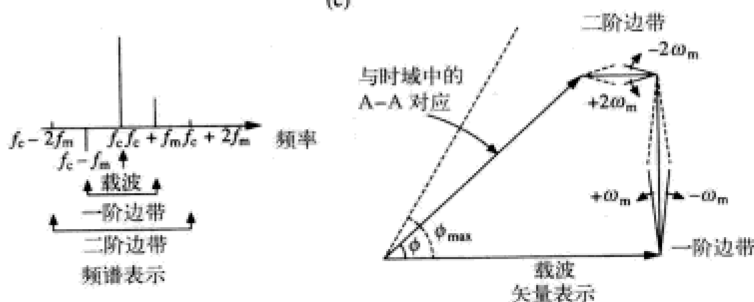
(c) 单边带（上边带）调制。注意，在双频调制时，信号不能从一个抑制载波频率为 $(f_{a1}+f_{a2})/2$ 的双边带抑制载波信号中辨别出来，这可以通过从 b 中的 100%调幅信号中减去载波分量看出。在连续的波瓣中，随着射频相位在 0°和 180°之间交替变化，包络的上半周期和下半周期将像 c 显示的那样出现交叠

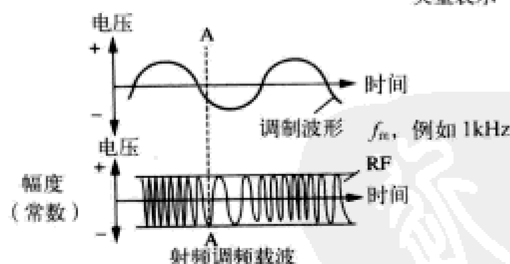
(d) 调频。对于如图所示的最大合成相位偏移大约为 60° 的情况而言，三阶和更高阶的边带可以忽略

(e) 功率谱密度（PSD），(i)中的正弦波调制和(ii)中的三角波调制具有非常宽的调频频带。注意：图中显示了功率谱密度的包络。充满了离散谱线的包络在调制波形的频率 f_m 处被隔开。在 $\pm f_{dmax}$ 外的衰减很快



(c)

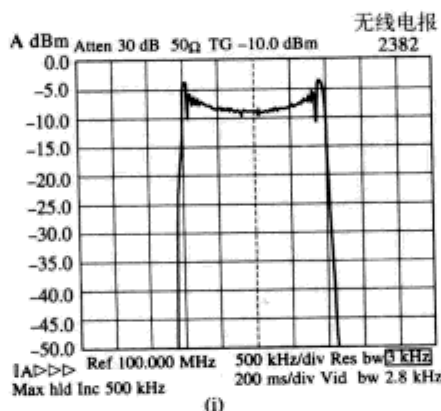




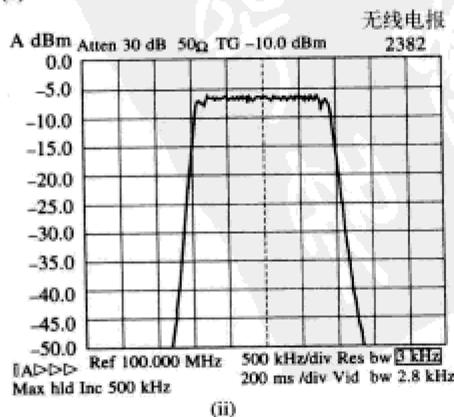
（很明显夸大了频率的变化，实际的射频载波频率要比显示的高得多，如 100 MHz）

时域表示

(d)



(i)



(ii)

(e)

图 8-1　（续）

注意，对于正弦调制，用弧度表示的最大相位偏移正好是 f_d/f_m，即最大频率偏移除以调制频率，这就是所谓的 FM 信号的调制指数。如果调制频率是 200Hz（并且最大频率偏移和前文一样，是 1kHz），那么调制频率的周期变短将造成相位变化的峰峰值减半到 ±5rad。所以在一个给定的最大频率偏移下，最大相位偏移与调制频率成反比。

在单频道的 FM 广播中，最大频率偏移是 ±75 kHz，所以在 100%正弦调制情况下，其最大相位偏移在调制频率为 15kHz 时是 ±5 rad，在调制频率为 50Hz 时是 ±1500rad。因此在接收系统中，由噪声引起的 1 rad 的偏移失真在 50Hz 处产生的影响将远小于其在 15kHz 处产生的影响，这将引起调频中著名的 FM 三角波噪声敏感性问题。这也解释了为何立体声接收系统需要更高的信噪比，因为左差分信号减去右差分信号是一个占据了 23～53kHz 频谱的 15kHz 的双边带信号，它在 38kHz 的抑制副载波上进行调制。相对于接收立体声 FM 传输所需的单声道，差分信号离较宽的中频（IF）带宽相当远。正如 FM 接收系统中三角波噪声敏感性特征所显示的那样，它本来就更易受噪声恶化的影响。通过施加一个高于 3.2 kHz 的 6dB/倍频程的预加重，减小了基带单兼容的和信号上部分的噪声敏感性，这使得在更高的音频频率处产生了相位调制（PM, Phase Modulation）。接收机中就需要一个相应的去加重电路。预加重的断点是一个 50μs 的时间常数（美国用的是 2.1kHz 和 75μs）。

90

如果调制指数小于单位 1，二阶及二阶以上的边带可以忽略。但是如果调制指数远大于 1，将会存在大量不可忽略的边带，这些边带占据的带宽实际上为 $2f_d$，如信号所占的带宽。通常，FM 信号的带宽通常近似表示为：BW=2（f_d +f_m）。注意到，如果将图 8-1 中的一个一阶 FM 边带反转，它们看起来非常像一对 AM 边带，这就是为什么其中一个一阶 FM 边带的频域是用倒转形式进行表示的。由于频谱分析仪扫描时对它所扫描到的信号的相对相位并不敏感，因此它对一个 AM 或低偏移的 FM 信号的载波和边带的显示是相同的。然而，如果所显示的一阶边带幅度不同，就表明同时对载波进行了频率和幅度调制，如图 8-2 所示。

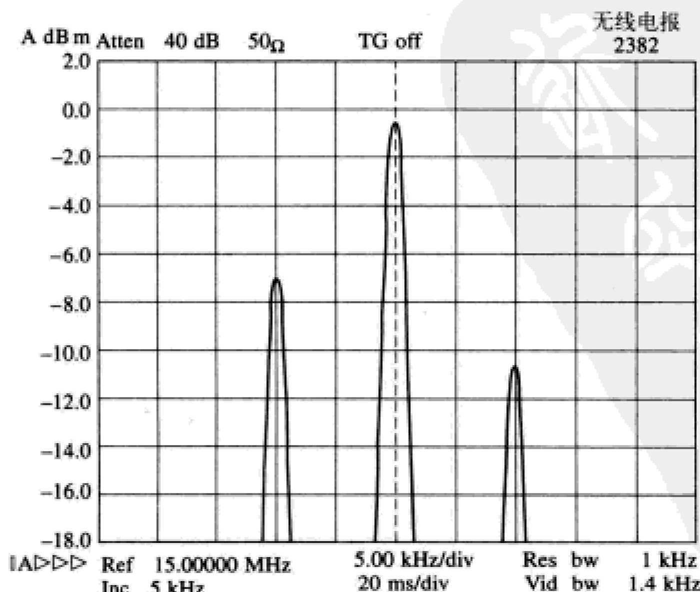


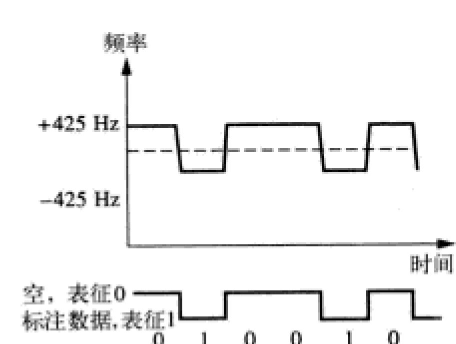
图 8-2 具有 FM 和 AM 边带的 15MHz 的载波

图 8-1e 显示了用频率为 f_m 的正弦波和三角波进行调制时，高调制指数 FM 的频谱。在这两

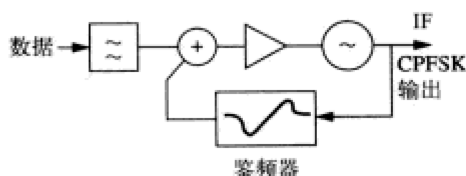
种情况下，给出了功率的分布形状随频率的变化图，包括以f_m为间隔的离散频谱线，并且有一个同调制波形的功率密度图形状相同的全包络。用三角波调制的平坦的功率密度来干扰发射机的这种应用非常有用，高的调制指数确保了在规定的干扰频带外功率的快速降落，避免了对自身通信的干扰。为了用足够接近的谱线去干扰许多兆赫兹的带宽以确保这些谱线甚至可以干扰一个窄带目标，需要一个低的调制频率。这意味着对一个信道的“再访问时间”，特别是对靠近带宽边缘的信道的“再访问时间”会变得过长。一个窄带的噪声因此可能被加到一个较高频率的三角波调制信号上，以扩展调制信号，填补频谱线间的空白。

91

为了传送数字信息，或者如电传打印机通信中以数字形式表示的信息，已经使用了许多种调制方法。它们是 AM、FM 或 PM 的所有变化形式，或者三者的组合形式。最早的方法中一种是频移键控（FSK，Frequency Shift Keying），它在由美国国家新闻总署出版的第二号国际电报字母表（ITA2，International Teleprinter Alphabet No.2）中被广泛用于传送文本（参见图 8-3a）。在 HF 中常用的标准是 850Hz 频移（抑制载波频率为±425Hz）。如果用一个频率代表 0，从这个频率改变到另一频率代表 1，这种变化是非常突然的。因而这个信号占据的带宽将会大于成功接收所必须的带宽，占据的带宽（OBW，Occupied BandWidth）过大可能干扰到其他频率点。可以用几种方法避免这种情况，例如在激励中的 FSK 信号传送到功率放大器（PA，Power Amplifier）之前，对其带通滤波，或在 FSK 信号施加到两个幅度调制器之前，对数据流或反向数据流进行整形或低通滤波［该方法称为频率交换键控 FEK(Frequency Exchange Keying)如图 8-3b 所示］或通过向频率锁定环（FLL，Frequency Lock Loop）提供数据流来产生 FSK 信号。在后一种方法中，由于没有相位的中断，因此也称为连续相位 FSK（CPFSK，Continuous Phase FSK）。通常，这个转换过程大约占据一个位周期的 10%，850Hz 频移的数据率通常是 50 波特。

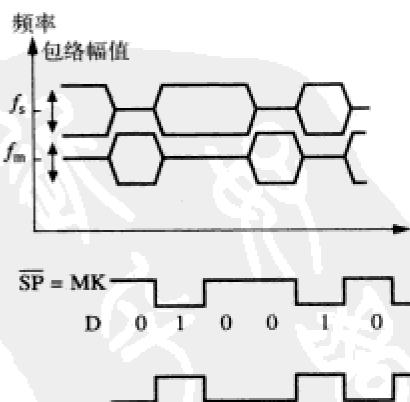


(i) FSK



(ii) 频率锁定环连续相位频移键控发生器

(a)



在 FEK 中，将低通滤波后的 1 和 0 信号分别施加到调制器中，为调制器提供 IF 处的 f_m 和 f_s 信号。调制器的输出是组合的。组合的包络可能显示 f_s 和 f_m 换向同期时的幅度变化，反之亦然

(b)

图 8-3 调制数字数据载波的两种方法

(a) FSK (b) FEK

波特（baud）是通信线路中信号传输速率的单位，有用的比特率可能低于或高于这个单位。例如，在 ITA2 中，信号中的每个字符以一个起始位接着 5 个信息位（bit），再接着是一个或半个停止位的方式来传输，产生一个 2/3 比特率的波特率，或实际中比这更少。由于编码中加入了起始位和终止位，它的工作方式是异步的。一个字符不需要下一个字符紧接着出现，它能停留在一个停止位上直到下一个字符到达，例如来自一个键盘打字员。5 个数据位可以编码 32 个不同字符，因此数字位移和字母位移被用来容纳字母表（只有大写字母）、数字、标点符号和控制字符。ASCII（American Standard Code for the Interchange of Information，美国标准信息交换码，也叫作 ITA5）每个字符用 7 位产生 128 种可能的编码，因而将不需要的字符位移就能支持上下两种情况。通常加上用于奇偶校验的第 8 位，因此一个字符恰好占据了一个字节，还有很多调制器使数据包含一个、一个半或两个停止位，这样一个字符可能占据 11 位。 [92]

用一个鉴频器可以非常简单地解调 FSK/FEK，这是一个最初常用的但不是最优的方法。利用信号有效地使用频率多样性这一事实，可以提出一个更好的方案，因为所有的传输信息可以单独从表示 1（mark）的频率或表示 0（space）的频率中提取 [每一个称为 OOK（On-Off Keying，开关键控）]。这对于高频段传输是非常有益的，有选择地衰减可以使一个频率完全消失而另一个频率仍然可用。将这种特性用于更普遍的情况，当一个频率由于衰减而不可用（用后滑检波器）或是被一个强的连续信号干扰时（用一个辅助鉴相器[2]）仍然可以正确接收数据。用 ARQ（Automatic Repeat Request，自动重发请求）系统可以提高高频通信的可靠性，正如参考文献 3 定义的那样。

当使用 FSK 时，高频段的远程线路对更高的信号传输率的需要带来了问题。高频信号在几千千米的距离处可能通过几个不同的路径接收，信号的传播时间可能为几毫秒。因此，增加波特率会使一个符号初期路径的信号与前一个符号后期路径的信号相交迭，引起码间干扰（ISI，InterSymbol Interference）。英国外交部[4]提出的解决方案是，以 10 波特的信号速率使用多频频移键控（MFSK，MultiFrequency Shift Keying）。在每个 100 ms 符号中，传输 32 个不同频率中的一个，每一个频率代表一个 ITA2 字符。因此字符速率等于波特率，系统提供了一个与工作在 75 波特的 FSK ITA2 系统等价的传输量。在后来的改进[5]中，每个字符作为一个带有两个频率的序列传输，传输速率为 20 波特率。这些频率选自与 ITA2 的 75 波特（或 ITA5 的 110 波特）具用等价作用的 6（或 12）个一组的频率。

FSK/FEK 是早期的数字调制形式，尽管易于执行而且强大，但带宽效率不高，OBW 是有用比特率的许多倍。我们已经研究出了其他有效的调制方法，例如，相移键控（广泛应用于甚高频，传输特性比在高频处稳定得多），相位幅度键控（用于陆地微波电话线路，工作条件通常很稳定）。在 FSK 中，对于一个给定频率是代表一个“1”（mark）还是“0”（space）是十分明确的，因为其中一个的频率比另一个高。在相移键控中，唯一改变的是单一射频载波的相位。在接收端无法知道传输的相位。即使发射机和接收机各自有一个理想的时钟，在空中路径里传播的波长数量也是不可知的。因此，相移键控（PSK，Phase Shift Keying）系统总是使用差分编码（解码可能是差分的，或者绝对的，例如同步编码）。

差分编码意味着从一个字符到下一个字符有相位改变表示 1，没有相位改变表示 0，或者相反，这取决于特定的系统。因此，传输需要某种类型的前同步码，例如一连串的 1。这样做有两个作用：首先，使接收机能获得符号同步；其次，1 后面接的第一个 0 可以表示发出所传输信息的起始位。 [93]

相移键控最简单的形式是二进制相移键控（BPSK，Binary Phase Shift Keying）通常简称为

PSK（如图 8-4a 所示）。对称形式的优点是，可以一直有相位的变化，所以可以一直保持符号同步（对于二进制调制系统而言，符号同步和位同步是一样的）。在不对称的形式下，一长串的 0 将会导致相位没有变化，接收机的位同步就会被破坏。在对称形式中，在接收端由噪声引入的仅为 90° 的相移（差分解码会小一些）就会引起一个误码，然而在不对称的形式中，两倍的相移才能产生一个误码。因此，必须用两倍的接收信噪比来防止因噪声引起的误码。或者应用另一种方式：将一半的发送功率有效地用于保持位同步。由于 3dB 功率优点，非对称形式下的相移键控可能是首选的（取决于应用）。调制通常具有这样的一个特性：不会出现长串的零序列。接收机判别这一位的信号相位与前面上一位的信号相位是相同还是相反。由位同步提取电路可知，在位的一个周期中间进行相位采样。90°以内的相差就认为是相同的相位，超过这个值就是相反的相位。在差分解码（DPSK）中，这一位的相位测量是相对于上一位的相位进行的，当然由于噪声的原因，测得值可能与真实的相位有所不同。在信噪比中，如果测量相对于真实相位进行，一个给定误码率需要的信噪比将进一步衰减 3dB，例如同步解码。如果通过将中频频率加倍来抽取原载波相位，上述方法是可行的。180°的相位差变化会因此变成 360°，并且可以将振荡器锁相到这个信号上（Sunde 的方法）。如果锁相环滤波器的时间常数是位周期的整数倍，那么通过平均处理，载波能够用最小的偏差精确地恢复其相位。

理想情况下，传输信号占据的带宽（OWB）将会被限制在标称的载波频率附近$\pm f_b/2$处，其中f_b为比特率。然而，如果 BPSK 中的相位改变是瞬时的，将会出现更高阶的边带（旁瓣），第一旁瓣的衰减仅为 13dB。可以通过滤波来减小这些旁瓣的幅度，但是这会在信号包络中引起振幅变化，如果发送机使用 C 类功率放大器滤波就会产生问题。它也会引入码间干扰（ISI），导致在接收机中产生有限的不可消减的误码率，甚至在没有噪声的情况下也是这样。在接收端，

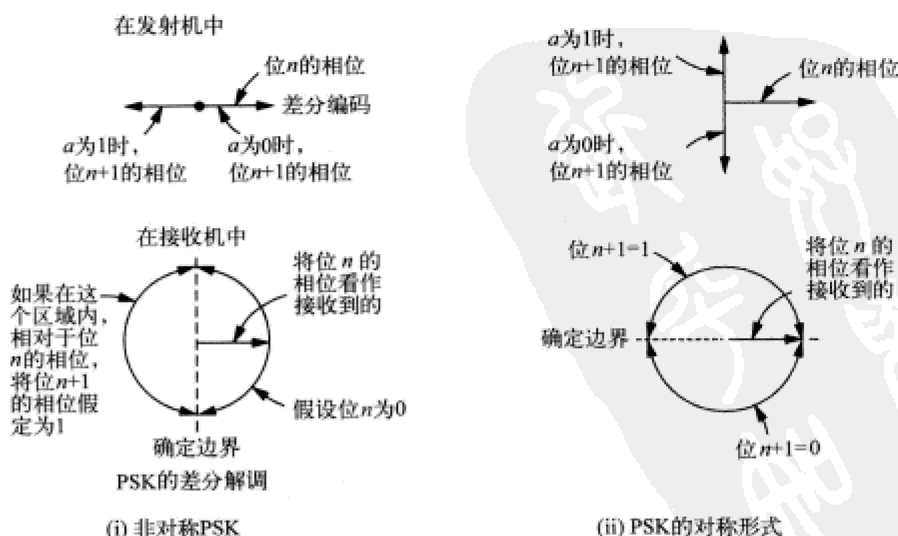
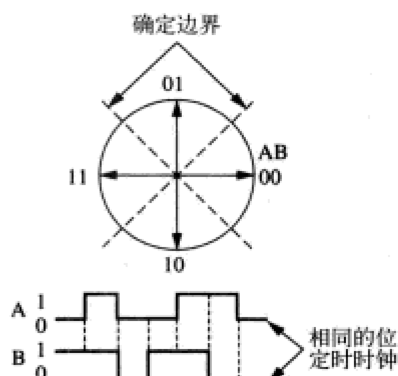


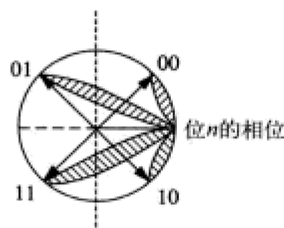
图 8-4 各种数字数据调制方法

(a) BPSK



QPSK 的每个符号携带两个位。注意 Gary 编码，所以误码（边界错误一侧的相位）将只影响 A 或 B，而不是同时影响二者（显示的是非对称形式）

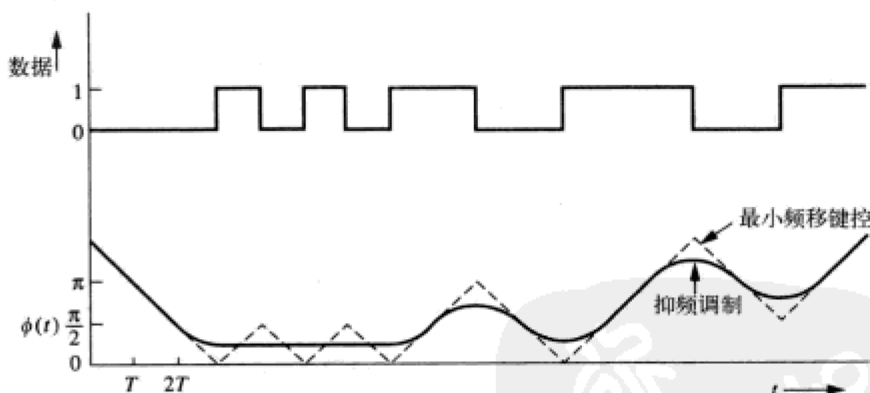
(i) QPSK



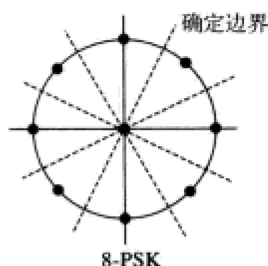
SQPEK，在这个对称的4-级系统中，选自n位处的矢量和n+1位处的矢量间的路径取决于之前的信息位

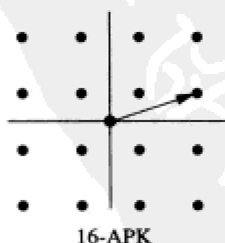
(ii) SQPEK

(b)



(c)





(d)

图 8-4 （续）

(b) 正交调制（4 级，2 位/符号）。在（i）中，如果来自 B 数据时钟使 A 数据时钟偏移半个位周期，结果就是没有 180°转变的 OQPSK

(c) 抑频调制

(d) 8 和 16 级系统（分别为 3 和 4 位/符号）

用一个合适的全通滤波器或者相位均衡器，可以很大程度上纠正由滤波引入的码间干扰，但是包络变化的问题仍然存在。用某些形式的正交相移键控（QPSK，Quadrature Phase Shift Keying），也称为4级PSK，可以使包络的变化达到最小。每一个相位变化有4种可能情况，因此每一个符号可传送2个信息位（见图8-4b）。英国研究出的NICAM-728（Near –Instantaneously Companded Audio Multiplex，准瞬时压缩扩展音频复用，提供数字音质立体声或双语单声，欧洲广播联盟将其用于PAL和SECAM系统）使用了非对称系统。在其他QPSK的应用中，对称形式有时可能成为首选，因为从一个符号到另一个符号总是可以获得一个明显的最小化相位变化。在无滤波非对称形式中，就像在无滤波非对称BPSK中一样，产生了180°的瞬时相位变化。不经过滤波，可以使相位的变化很平稳，占据了一个符号周期的重要部分。在没有引入包络变化的情况下，能使旁瓣电平有一个更快的衰落。通过基带滤波和对输入到I和Q（同相和正交）调制器中的数据预均衡，结合调制器的中频输出，设计出四级对称差分相位交换键控（SQPEK，four-level symmetrical differential phase exchange keying，见图8-4b）。这是一个非常数包络的方案，依赖于前面的位序列，包络在一直到10dB处都会偶尔出现波动。为了使占据带宽（OBW）和接收机的噪声带宽最小化，发射机和接收机整体的滤波是同等划分的。要严格限制接收机的中频信号。但是只有通过滤波才能得到最终带宽，否则将再次引入过度的码间干扰（ISI）。

使用相同的音频（tone）调制器，通过HF路径，可以使比特率达到2400 bit/s。参考文献6描述了一个这样的系统，它连续传送了16个音频数据（data tone）和两个具有特殊作用的音频。每个音频数据都是75波特率的BPSK或QPSK调制形式，在条件良好时，它能够产生2400 bit/s的数据传输率，随着级数（level）的增加减少为1200bit/s或600bit/s等，恰好在32级的时候下降到75bit/s。然而这个方案中，每个音频可获得的功率是非常有限的，研究兴趣因此转向了应用于高频的连续音频调制器，其通常的工作比特率是2400bit/s。这些方案使用了精确的滤波和整形技术，来减小由于高波特率引起的码间干扰的影响，考虑周期性的滤波整形序列和检验码等因素，这种方法通常会有过高的有效比特率。有各种各样的格式可供使用，参考文献7就是其中一种。

96

OQPSK（偏移正交相移键控，也称OK-QPSK）和MSK（最小频移键控，也称FFSK和快速FSK）是两种重要的发展形式，在这两种形式中，I和Q信道中的位时序被偏置了半个符号周期[8]。如果为减小占据带宽而限制激励信号的频带，或者为了提高C类功率放大器的增益更严格地限制激励信号的频带，那么重建的信号在滤波后，其旁瓣的角度将小于使用滤波QPSK的情况。此外，尽管需要较高的信噪比，采用鉴相器仍然可以经济而不连贯地检测到MSK。在未滤波的OQPSK中（通常是非对称形式的），最大的瞬时相位变化为90°，因为具有180°分量的同相正交（I和Q）信道的相位变化是交错的。使用恢复了的载波可以连贯地解调出MSK和OQPSK。这可以通过将中频信号四倍频，使振荡器频率锁相到这个频率，输出时再四分频的方法获得。与CPFSK一样，MSK中没有瞬时的相位改变，因此它不需要滤波器就可以提供低的边带旁瓣电平，并且其包络是不变的。MSK可以看作FSK，这时，频移为$\pm 1/(4T)$，其中T是比特周期。或者，也可以将其看作OQPSK，这时I和Q调制信道中的脉冲被整形为半个正弦波而不是方波。对于一个连续的1（或0）数据流，每比特周期MSK的相位将线性地超前（或滞后）90°；而对于相反的序列（0或1序列任选其一），它描述了一个具有峰-峰相位90°背离的三角波。四进制MSK（QMSK，quaternary MSK）是一个对称的形式，其相位改变是±45°或±135°。高斯滤波MSK（GMSK，Gaussian-filtered MSK）已经被提出来，它用于陆地可靠的移动电话通信系统，提供减小的边带电平且比QGMSK中的边带电平更小。

抑频调制（TFM，Tamed Frequency Modulation）是部分响应（PR，Partial Response）版本的 MSK，在载波偏移等于和超出比特率时，提供甚至更低的旁瓣电平[9]。在一个 PR 系统中，解码一位（bit）需要其他位（bit）的信息，例如在 TFM 系统中，位信息扩展到三个相邻的位，以致在一个反相的序列当中，相位既不超前也不延迟（如图 8-4c）。PR 系统中会显示出错误传播，一位的错误也会影响其他位。

在给定带宽中，当需要传输数据速率比四级调制传输的能力更高时，8-PSK 允许每个符号传输三位（bit）（如图 8-4d 所示），但要以较高的 E_b/E_0（单位带宽噪声中的单位比特能量）为代价。同样地，16-PSK 每个符号可以携带 4 位，随着级数的增加，相位的空间位置变得很拥挤。通过高信噪比的线路，例如陆地微波电话通信，通过同时使用相位和幅度调制，每个符号的位数可以增加，且不会产生上述的拥挤，图 8-4d 显示了 16 级幅度和相位键控（16-ary APK）。在某些线路上使用的 64 APK 和 256 APK，每个符号分别可以携带 6～8 位。

已经证明，通信系统标准比最初预想的具有更大的适应弹性，并且可以携带更多信息。就像前面已经提到的那样，为了携带允许立体声广播的差分信号，已经修改了 FM 广播标准。在单声道服务领域和满足立体声接收的一个更受限制的领域，FM 标准被轻微地降低了。与此同时，最近已经使用另一个副载波用来增加相对低速的无线电数据。

一个类似的变革发生在黑白电视标准中，从而导致 NTSC、PAL 和 SECAM 标准的诞生，面对着定义电视信号格式的任务，这种电视信号格式能传递一幅完整的彩色图片并且在数百万已存在的黑白点阵上提供一个可以接受的单色图像。国家电视标准委员会提出了具有独创性的 NTSC 标准，使用副载波传输色差信号。在接近视频基带信号顶端大约 3.58MHz 处，这些信号会被一个抑制的副载波以同相正交幅度调制方式携带。在同步脉冲的后沿，传输这个载波的一个短脉冲，例如在每一行的起点，用锁相环（见第 9 章）来恢复它。只在彩色副载波脉冲期间 PLL 才可以有输入，并且用一个相当长的环路时间常数来“存储”这一行其余的相位。

97

这项标准有独创性地利用了人类对颜色的视觉特性，人类视觉对一个场景中颜色变化的敏感度远远低于对亮度变化的敏感度。因此，这两种色差或色度信号只需要在一个比单兼容的亮度信号更窄的带宽来广播，而且其仅在图片的色彩强烈的区域有重要的幅度，因而在 60Hz 的主线处产生一个与美国的单色制式兼容的 525 行 30 场／秒信号。这是因为亮度信息不是完全覆盖视频带宽，而是集中于行时基频率每个谐波周围一个窄的边带中。诸如单色图像上的点蠕动、“串色”或“混合高频分量信号”等原因都会导致在彩色显示器上显示如条纹夹克那样的错误色彩。为了使这些影响最小化，需要仔细选择精确的色彩副载波频率，甚至在色彩强烈区域也是这样。NTSC 被广泛应用于北美地区、南美的一些国家、日本及其他的一些国家。

随后设计出的 625 行／场 PAL 标准（逐行相位交替），可以使发送机末端、空气中和接收器中彩色相位误差所带来的影响最小化，这些误差会造成“肩膀周围出现彩虹”之类的失真，有时会在 NTSC 中出现，导致可笑的“相同的颜色从不会出现两次”的情况。在 PAL 制式中，两个色度信道中一个的相位在两行交替翻转，就像是用彩色信号脉冲相位所发信号一样，不过此时它已不再是一个常量了。在早期较便宜的 PAL 接收机中，这会在交替的行中出现正或负的色彩误差，但是从远处看，大面积的色彩看起来仍然是正确的。现在，一个玻璃的电声延迟线提供了和其中一条线路一样的延迟，这样使得任一帧备选的线路同时有效，因此它们在显示之前就被平均化处理，去掉 40°以内的误差影响，这样的代价是使一些小的，不太重要的垂直色彩分辨率降低了。在 PAL 中，每一帧需要占据 20ms（50Hz 主干线的一个周期），由 312.5 行信号组成，产生了一个 15.625kHz 的行线时基频率，不同于 NTSC 的 15.750kHz。在两个标准中，

尽管每分钟只有 25 张完整的图片（场），每个场的奇数行或每帧的半行会导致出现一个隔行图像（不像计算机的逐行显示），将闪烁最小化。为了显示一个“渐进的”无隔行的扫描，在最新的电视机中运用了帧储存技术，每秒可以显示 100 幅完整的图像。因此就像计算机显示一样，完全消除了图像闪烁现象。

在 PAL 标准中，有 6 个或更多的变量，来反映信道间隔、视频带宽、残留视频边带宽度、图像调制极化、视频和音频载波间隔的不同组合。在英国和其他一些国家采用的 I/PAL 制中，这些参数分别是 8MHz、5.5MHz、1.25MHz 和正负 6MHz。伴音载波携带了一个单声道信号，近年来，又在 6.552MHz 视频载波的间隔处加入了一个名叫 NICAM（Near Instantaneously Companded Audio Multiplex。使用低于图像载波 20dB 的 QPSK 调制载波）的数字声音信道。在英国，NICAM 可以携带一个近似于 CD 音质的立体声伴音信号，但在另外一些国家用 NICAM 进行两种不同语言的单声道广播。

98

在图 8-5 中可看到各种信号，在大约 474MHz 位置上显示了一个停播信号，在作者的实验室中被接收到，它是以每格 1MHz 分布的，477MHz 是显示的中心频率，垂直方向显示每格 10 dB。以图像载波为中心，中心位置左边 3 格处是图像信号，图像信号左边是残留的下边带，而右边仅仅是一些线性结构可见的上视频边带。中心位置右边 1.5 格处出现的是色彩信号副载波，比视频载波高 4.5 MHz，此时它的幅度表明它是高色度的图像信号，当然不是黑白信号。色彩信号副载波右边是音频副载波，处在高于视频载波 6MHz 的位置，同样，在音频副载波右边的是 NICAM 信号。

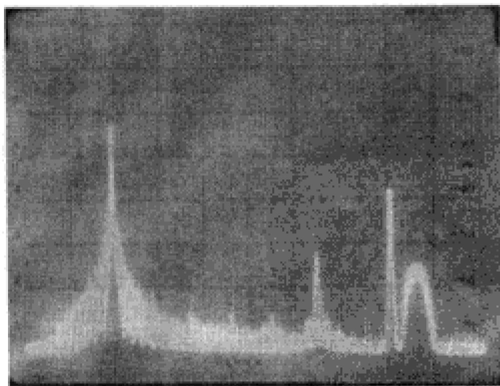


图 8-5 一个 I/PAL 电视信号的频谱

SECAM（Sequentielle Couleur À Mémoire，顺序传送彩色与存储）系统，以它的各种衍生形式在法国和从阿富汗到扎伊尔等其他许多国家使用，它从根本上不同于 NTSC 和 PAL，因为它不会在每一行上传播两个色差信号。尽管在实际应用中可以减半垂直色彩分辨率，不过以此为代价，利用一条延迟线却可以同时获得两个信号。每条线上的单色成分以彩色副载波的 FM 方式进行广播，彩色成分由“钟形”滤波器（具有钟形的响应曲线）滤选，并提供给彩色信号解调器。

所有的电视制式都能够携带图文电视信息，这些信息由具有垂直回扫消隐周期的行所携带。在英国的 PAL 系统中，尽管 19、20、322 和 323 行用于检测，使用 ITS（Insertion Test Signal，插入检测信号），可能的图文电视是 7～22 行或 320～335 行。更详细的信息可参阅参考文献 10，这些信息毫无疑问已经过时了，但是事实证明 BBC 网站并不乐于提供任何有关这一主题的参考信息。世界范围内的各种电视广播标准的详细信息在参考文献 11 和 12 中给出。

由于多重路径接收，电视接收遇到的其中一个问题是“重影”。来自发射机的直接信号，以及其他的从大的建筑物、山脉反射回过来的信号，虽然会有一个相对的时间延迟，但都可以被接收到。结果是出现了一个相对于主画面的轻微向右偏的二次虚像，偏移的量取决于延迟的多少。理论上，倘若用足够低的 BER（Bit Error Rate，比特误码率）可以解调数据流，数字电视给出的影像可以不受上面这些因素以及其他失真的影响。

为了提供足够的图片质量，而且考虑到各种 MPEG（Motion Picture Experts Group，运动图像专家组）标准提供的大量的数据压缩格式，需要一个高的数据率。用一种诸如 DPSK、QPSK 或更新颖的调制方法，符号率可以很高，以致于由多路引起的码间干扰成为一个很严重的问题。OFDM（ Orthogonal Frequency Division Multiplex，正交频分复用技术）是一个高比特率低调制率的调制方案，对多路问题非常有抵抗力。它没有像在 64APK 或 256APK 中那样，试图使每个符号携带越来越多的位，而是使用了大量的带有 OOK 或 BPSK 的分离载波。每个调制载波显示了一个[sin(x)] /x 或“同步”频谱，它们具有或正或负的频率旁瓣，在载波频率的任一边，随着频偏的不断增加，幅度不断减小。通过选择与比特率相关的载波频率的间隔，任一载波旁瓣间的零将落到其他的载波频率上，因此，这些信号是“正交的”（无干扰的）。更多关于 OFDM 的细节可见参考文献 13。

在接收机中，通过对接收到的信号做离散傅里叶变换（DFT，Discrete Fourier Transform）来恢复每个载波上的数据，这个接收到的信号是由发射机中进行相反的操作，即反离散傅里叶变换（IDFT，Inverse Discrete Fourier Transform）首先得到的。在传输的末端，纠错码被加到数据上。随后，为了免受脉冲和连续波（CW）的干扰，纠错码又被插入到时隙和载波之间，这种信号形式称为编码正交频分复用技术（COFDM，Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex）。欧洲大陆电视使用了 DVB-T（Digital Video Broadcast-Terrestrial，数字视频广播—陆地）标准，它将 2048 或 8196 COFDM 载波具体限制在一个标准的 8MHz 电视频道中。2004 年 6 月，研究出了 DVB-H 规范。DVB-H 指的是便携式数字视频广播（Digital Video Broadcasting to Handhelds），具体限制在 EN302304 中。它是 DVB-T 标准的扩展，详见 www.DVB-H-ONLINE-org，需要更多关于 DVB-T 自身的信息可访问 www.dvb.org。

OFDM 也被应用在新的数字无线电系统中。在欧洲，已经提供了新的频率划分，一个发射机同时携带了 6 个站点或节目。发展数字无线电的主要动力是通常在移动的车辆中遇到的 FM 的不良接收问题，而大多数的无线电收听是在汽车中进行的。

这个方案需要新的频率划分，并不适合在美国零散的无线电市场中使用，因此 OFDM 被应用在低信号电平上，对于 IBOC 操作——OFDM 信号与存在的模拟信号，即中波上的 AM 信号或甚高频上的 FM 信号一起“在频带上，在信道中”传输。当条件允许时，新接收机将接收高质量的数字信号，否则信号将以一个“完美退化”的形式，倒退为模拟信号。模拟成分计划当数字接收机突破 85%的市场份额时，中断播出，数字信号可获得整个发射机的功率。

OFDM 也以离散多音频（DMT，Discrete Multi Tone）的名义提供在公用的电话线路中使用的 ADSL（非对称数字用户线路）高速调制。对美国的 IEEE（电子和电气工程师协会）802.11a 和欧洲的 ETSI（欧洲电信标准协会）超级局域网/2 标准，在高速的 5GHz 无线网络中应用了 OFDM 的另一种变化形式，它使用 16 个载波，其中每一个载波调制形式的范围从 BPSK 到 64-QAM。

对于每种类型的调制，接收机中都需要有一个适合的解调器。图 8-6a 显示了一个简单的 AM 信号的二极管检波器电路。二极管将对 RF 旁路电容充电，最大可充到中频信号的峰值电压。当 RF

电平随调制波形沿负斜率下降时，为使这个电容上的电压再次下降，接地（或-Vs）电路是必要的。检波器电路提供了围绕一个直流电平变化的已解调的基带音频信号，这个直流电平正比于接收信号的载波的幅度。电容器阻断了直流，只将音频传送给音量控制器。通过 RF 旁路电容的直流分量被一个具有 100ms 典型时间常数的低通 CR 滤波器提取出来，作为一个自动增益控制(AGC，Automatic Gain Control）电压去控制中频电路的增益。这自然而然地弥补了由于衰减引起的信号强度的变化，并且也确保了接收机能以相同的强度接收到强、弱不同的站点（显然是对用户而言的）。图 8-6b 显示了用于 FM 信号的多种形式检波器中的一种。在一个与鉴相变压器的初级紧耦合的小绕组上插入了一个与初级电压同相位的信号 V_{ref}，这个信号处于次级电路的中心引线处，也被调谐到了 10.7MHz。次级电路非常松散地磁性耦合于初级电路，因此当频率正好是 10.7MHz 时，电压 V_1 和 V_2 正交于参考电压。当频率围绕 10.7MHz 变化时，V_1 和 V_2 将会超前或滞后于（以虚线表示）V_{ref}。因此施加到二极管上的电压 VR_1 和 VR_2 变得不同了，但是 R_1 和 R_2 确保了 VR_1 和 VR_2 的平均电位被钳位到地。因此，恢复的音频出现在点 A；注意 A 点的接地电容对中频而言是短路的，对于音频则是开路。（这是一个比例检波器电路，普遍用于早期的 FM 广播的电子管接收机中，它提供了很大程度的 AM 抑制，因此如果中频信号的电平突然上升和下降时（例如来自经过的车辆或飞机的反射），施加在次级电路上的阻尼将随之同步上升和下降，这个补充电流用来保持 C_A 充电到一个较高的或较低的变化电平。现代的 FM 接收机在中频带中加入了很多增益，它们工作时总是用一个严格限制的信号加入到 FM 解调器中。为了提供单兼容的和信号，对恢复的音频信号去加重，立体声解码器从点 A 的原恢复音频中抽取出差分信号。图 8-6c 显示了一个 FM 正交检波器。此处当频率恰好为 10.7MHz 时，通过调谐电路的信号再一次与驱动电压正交，并且此信号的相位变化与偏移相一致。因此，相位检波器的输出电压围绕着一个固定的直流电平变化，与调制一致。

比例和正交 FM 检波器都提供了一个直流电平输出，它与中频信号固定频率偏离 10.7 MHz 的程度成正比。通常将这个电压会反馈回来控制接收机的本振电路中的变容二极管，用这种方法，将中频的频率向 10.7 MHz 迁移。这个方案构成了一个自动频率控制（AFC，Automatic Frequency Control）环路，并且如果环路是高增益的，那么任意的残余失谐都是最小的。使用 AFC 时，因为接收机在带内的调谐很慢，当跳出当前的已调谐频率时，它将跳变到另一个稳定的频点，并且保持在这个频点上，直到接收机的调谐频率远远偏离这个频率，以致超出 AFC 的范围。因此，有可能一个频道与强信号频道相邻的弱信号站点无法调谐。所以，通常提供一个开关，如果需要，允许使用者禁用 AFC。

用于 QAM 和其他使用相位和幅度调制信号的检波器，设计使它们对幅度和相位的变化都很敏感。这些检波器也加入了符号定时取样电路，以精确确定在每个符号周期的哪个时刻进行采样。如果用作相干检波器，它们还需要一个载波再生电路。

扩频（SS，Spread Spectrum）是一个术语，指可用于特殊目的的几种调制方式中的任意一种。概念上，SS 最简单的形式是跳频（FH，Frequency Hopping），它的传输频率经常改变，通常是每秒钟许多次。发射频率选自一个伪随机序列，这个序列来自一个预先定义好的频率集或来自大量的相邻信道。在每个短的传输或跳变之间有一个一般为跳变驻留时间的 10%的死区时间，允许功率再次平缓地上下变化（避免频谱能量泄露到相邻的频道中）还允许频率合成器有时间来改变频率。为了使死区时间最小化，可以交替使用两个频率合成器，允许每个频率合成器有一个完整的跳变周期以定位到它的下一个频率。

跳频系统的主要目的是为链路提供安全保障，防止窃听和非法盗用，通常是用在一个用于战术通信的“全信息网络”。网络中的每一个站点将知道要使用的频率集和伪随机位序列（PRBS，

Pseudo-Random Bit Sequence)，它们有一个以精确的参考频率驱动的预同步时钟，为其提供 PRBS 的相位指引，从而使这个相位在最坏情况下也不会超出少数几个位周期。定时信号的周期性传输使网络的后加入者也能获得网络定时。相形之下，一个试图侵入网络的敌对系统不知道正在使用的频率集，并且不知道 PRBS（为了进一步的安全，可能经常改变），更不要说它的相位了。

跳频系统一般使用数字调制，即使所传输的是语音，这个语音也将被数字化并且可能被加密。空气中传播的位速率将比语音的数字化速率稍快，以允许有停止周期，接收机中的先入先出（FIFO，First In First Out）存储器重新组成了原始数据率。为了接收到在任何一个跳变过程中传输的数据，那个特定信道的接收信噪比必须至少和非跳变线路中的信噪比一样好。干扰可能会使任何一个特定的跳变消隐，但是由于语音中包含很多冗余，以致于至少有 10%的连锁信道没有故障，特别是在 VHF 频段，可以使用一个较高的（与较近的高频的 10 hop/s 相比）每秒几百的跳变率。敌对系统在干扰跳频系统时也会产生问题：他们不知道所使用的确切频道，更不要说这些频道的序列，那就只有将能够获得的干扰功率展开到整个频带上。这样的干扰效率，比把能获得的所有功率集中到一个频道中传输时的效率低得多。 103

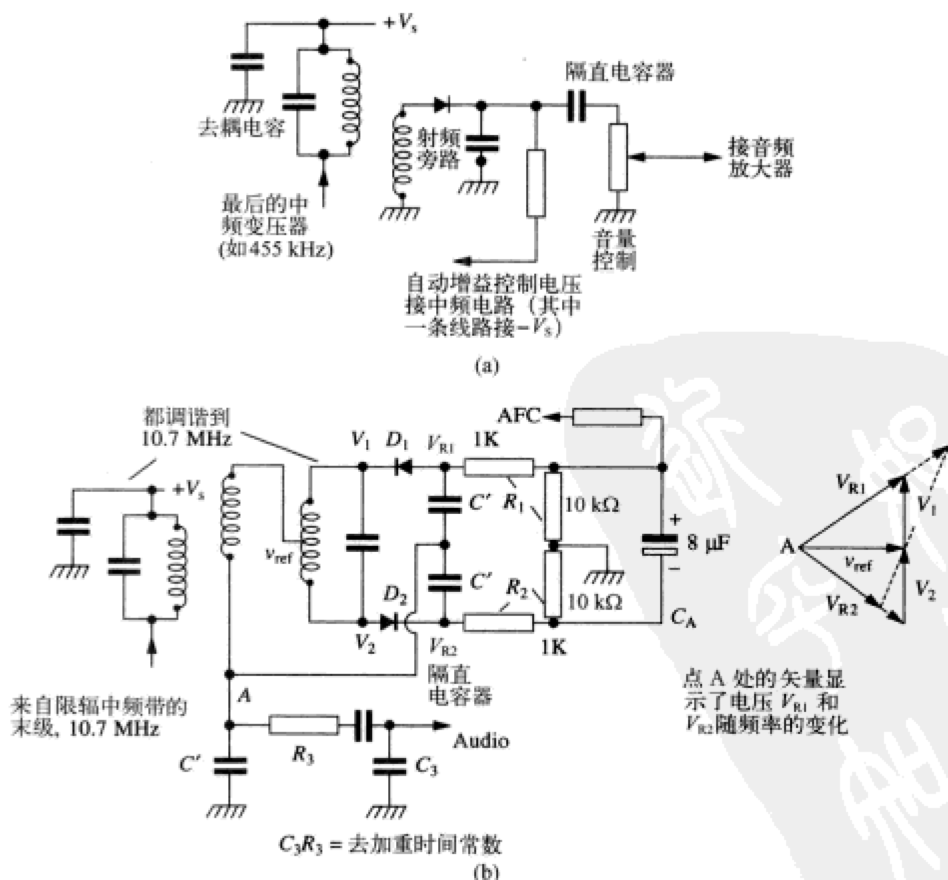
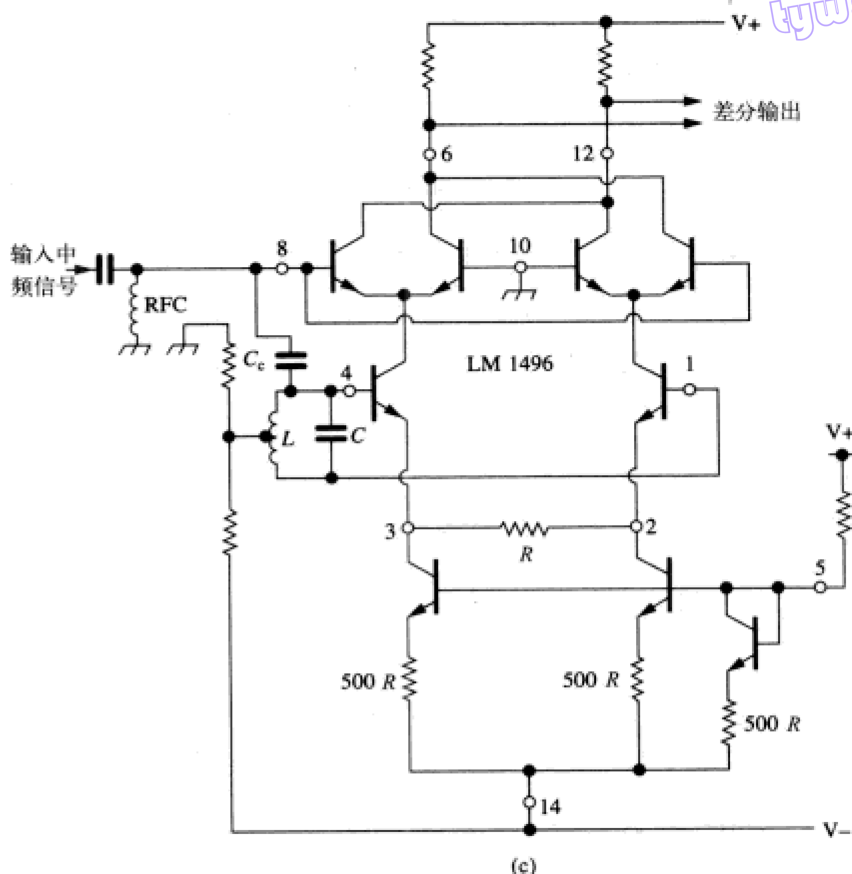


图 8-6　AM 和 FM 解调器（检波器）

(a) 二极管 AM 检波器。在“无限大阻抗检波器”中，用晶体管基极/发射极结来取代二极管。发射极被旁接到 RF 而不是音频，音频信号取自发射极。因为只引出很小的基极电流，这种方案在前级加的阻尼更少，例如，当晶体管作为射极跟随器时，最后的中频变压器提供一个低阻抗的音频输出

(b) 用于 FM 的去加重比例检波器，C′= RF 旁路电容，330pF



(c)

图 8-6 (续)

(c) 正交 FM 检波器。调谐电路 LC 在中频处谐振。C_c 很小，所以 1 脚和 4 脚处的信号与中频输入正交。R 确定灵敏度（用每千赫兹电压偏移表示）。引脚数参看 DIP（塑料双列直插）的 LM1496 版本

扩频的另一种类型是直接序列（DS，Direct Sequence）扩展。它比跳频更常用于 VHF 和 UHF 频段。跳频一次只使用一个信道，而在所有时间里，扩频使用了所有的带宽，通过有意地增加比特速率来增加传输数据的带宽而实现。例如，一个 100kbit/s 数据流的基带带宽是 50kHz，给出了 100kHz 的 PSK 调制传输所需的最小带宽。然而，如果每个连续的数据符号（bit）唯一地用一个优于 PSK 调制的 10Mbit/s PRBS 的“或”来表示，那么，此时的传输带宽就将是 10MHz。PRBS 不会精确地重复每一个符号，每一个符号与一个非常长的 PRBS 的后面的 100 位相乘。称 PRBS 为“碎片序列”，并且在给出的例子中每个符号有 100 个碎片。在接收机中，每一个符号以正确的相位与相同的 PRBS 相乘，例如在中频使用一个双平衡混频器或一个声表面波（SAW）卷积器。这能将能量进行压缩频带，并将所有能量都集中到初始带宽中。接收到的信号强度因此随着“处理增益”的增加而增加，所给例子的处理增益是×100 或 20dB。相比之下，任何一种干扰，诸如一个大的连续波或窄带信号，都将通过碎片序列展开。即使天线上的 RF 信号低于噪声和干扰许多分贝，信号也能被成功地接收。为了恢复传输数据，利用类似上文所描述的用于跳频系统的方法，一个 DS 扩展系统中的接收机必须获得符号和位（碎片）同步。窃听甚至更加困难，因为如果空间信号低于噪声，对手甚至不会知道正在进行信号传输。

参考文献

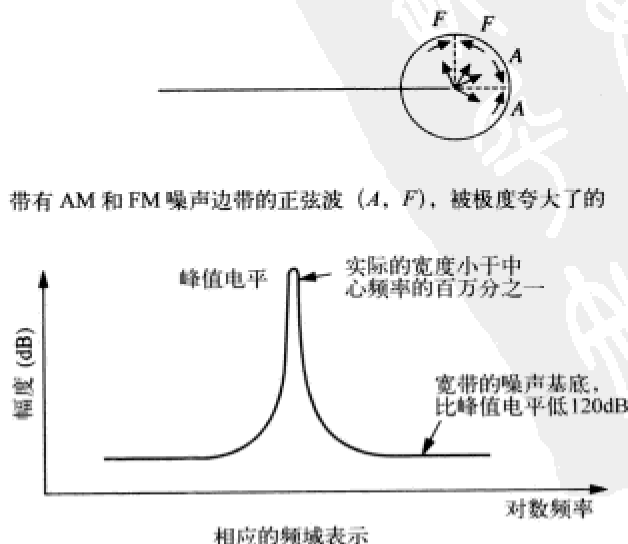
1. Carson, J. R. Notes on the theory of modulation. *Proc. I.R.E.*, **10**, 57 (Feb. 1922)
2. Allnat, Jones and Law, Frequency diversity in the reception of selectively fading binary frequency modulated signals. *Proc. I.E.E.*, **104B**(14) pp. 98–100 (March 1957)
3. CCIR Recommendation 476–3 ITU, Geneva
4. Robin, Bayley, Murray and Ralphs. Multitone signalling system employing quenched resonators for use on noisy radio-teleprinter circuits. *Proc. I.E.E.*, **110**(9), pp. 1554–68 (September 1963)
5. Ralphs. An Improved "Piccolo" MFSK modem for h.f. telegraphy. *The Radio and Electronic Engineer*, **52**(7) 321–330 (July 1982)
6. MIL-STD-188C section 7.3.5
7. NATO STANAG 4285 (Restricted)
8. Gronemeyer, S. and McBride, A. MSK and offset QPSK. *I.E.E.E. Trans. on Communications*, **Com-24**(8), pp. 809–20 (August 1976)
9. de Jager and Dekker. Tamed frequency modulation, a novel method to achieve spectrum economy in digital transmission. *I.E.E.E. Trans. Communications*, **Com-26**, pp. 534–42 (1978)
10. Broadcast Teletext Specification September 1976, published jointly by the BBC, IBA and BREMA
11. BT 470-6 Conventional TV Systems, published by ITU-R (formerly CCIR), see Appendix 12
12. BT 601-5 Studio Encoding Parameters for 4:3 and 16:9 Digital TV Signals, published by ITU-R, see Appendix 12
13. Litwin L. and Pugel M. The principles of OFDM, *RF Design* Jan. 2001, pp. 30–48

104



第9章 振 荡 器

射频振荡器常用来产生无线通信系统中所用的载波。在早期“无线通信”中，常用电火花发射机来产生不连续的伴有很宽带宽的射频能量。应用调谐电路可以减小这个带宽。电子管及稍后出现的晶体管、场效应管都能设计成单频的振荡器。典型的例子是将调谐电路接到放大器的输入端，将其输出信号耦合到调谐电路中。若工作频率为调谐电路的谐振频率，有源器件的输出端与输入端信号幅度的比值超过 1，那么有源器件输入端的弱小噪声就会被放大，成为连续的振荡。虽然初始信号是宽带的噪声，但谐振电路的选频特性确保只放大谐振频率处的噪声。要采取措施来限制谐振幅度，如果没有单独设计的电路，系统会自动产生一个，因为很明显振幅不会无限制增大下去。这样就得到一个振荡器，其工作频率为调谐电路的谐振频率，输出电平稳定并叠加有系统宽带噪声。宽带噪声随后仍然存在，但其幅度可能因为选频机制而有所改变。这种所需的稳定输出信号，其幅度和相位实际上会有很小的随机变化，可以处理成为无任何幅度和相位变化的理想输出与随机的调幅和调频边带噪声的叠加。噪声在振幅中随着所需输出频率的偏移量的增大迅速衰减（图 9-1）。噪声边带使我们不能准确预测一个“矢量圆”（在图 9-1 中被极度夸大）中矢量的尖端在哪里。这个圆上的噪声边带矢量没有确定的明显边界，调幅和调相噪声边带在时域上表现为正态分布或者高斯分布。一般来说，调幅边带可以通过一个良好的限幅器除去，但是任何信号在等于或高于一定温度时必伴有热噪声，即使有一个设计良好的谐振电路，随后的限幅器对调幅噪声边带也并不会有明显减少。无论如何，在大多数运用中，调相噪声边带是最重要的，因此最佳的带宽调制模式是相位变量调制方式（例如 8 位编码移相键控或其他方式）。精确的调制方法取决于诸多的因素[1]，随着偏离载波频率的偏移量的增加，其调相边带会迅速衰减。在考虑这些因素之前应当注意，振荡器也将产生一个长期的频率变动，最好在时域里考虑到这一点。



带有 AM 和 FM 噪声边带的正弦波（A，F），被极度夸大了的

相应的频域表示

图 9-1 现实的正弦波

考虑一个长时间运行的谐振电路。在几天到几年的时间段里，由于元件的老化，振荡器的频率将会逐渐漂移。例如在一个 LC 振荡器中，很难在长时间内保证感应系数的稳定度好于 10^{-4}。当 LC 谐振电路不能满足要求的时候，就要使用晶体振荡器。晶体的谐振频率也要随时间而发生漂移。对一个焊接密封在金属腔中的晶体，因为引线上存在一个确定的微弱蒸气压导致引线的原子在晶体上沉积，从而使其漂移通常是负的（频率下降）。在冷焊和玻璃封装方式下，漂移会更小并且有正有负。在介质中，几分钟到几天的时间里，振荡器也会因为各部件自身的温度系数变化引起输出频率随温度变化，晶体振荡器频率变化同样要优于 LC 谐振类型。

短周期变化时，几秒钟或是更短的时期，在频域内，通常用$\mathscr{L}(f_m)$dBC 表示1Hz 带宽内单边带相位噪声功率与载波功率的比值（用分贝表示），它是一个偏离载波的偏移频率（也称为边带频率、调制频率或基带频率）的函数。实际上是通过频谱分析仪来测量的，因为噪声的频谱是对称的，所以不管测量得到的频率偏移是正还是负，测得结果都是一样的（图9-1）。下面这些区域可以通过逐渐地从载波上提取区分开。一个很小的频率偏移f，功率的变化达到f^{-4}。例如，一个12dB／倍频程（随机步长 FM 区域），随着f的改变增加到f^{-3}（−9dB／倍频程，频率闪动），然后到f^{-2}（−6dB／倍频程，随机相位步长），然后到f^{-1}（−3dB／倍频程，相位闪动）。功率持续地变化一直到平坦的远离噪声基底的f^{0}区域。但是不会低于−174 dBm（在1Hz 带宽内的热噪声），其典型值是−150 dBC 或者更好，其相关区域完全不能观测到。更多细节请参阅参考文献2。

106

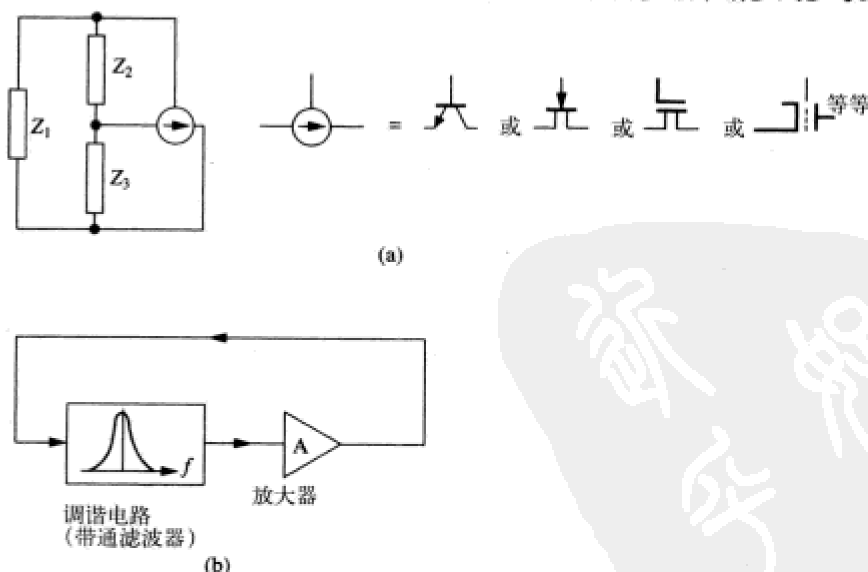


图 9-2 振荡器的类型

(a) 负阻振荡器：见正文 (b) 滤波器/放大器型振荡器

回到实际的振荡器中，和本章开始描述的一样，图 9-2b 表示滤波器/放大器类型的振荡器示意图。图 9-2a 表示一个负阻振荡器，诸如哈特利（Hartley）和考匹兹（Colpitts）电路。这种类型的振荡器，通过在调谐电路上跨接一个有源器件，从而反映出负电阻，即与调谐电路并联的$-R_d$，R_d是调谐电路的动态电阻。这样恰好弥补了系统的损耗，使等效Q值在那个特定振荡频率处增大到无穷。在低电平时，通过调谐电路反映出的负阻数值上较小，环路增益超过单位1。然而，在高电平时负阻在数值上比R_d大得多，导致调谐电路的损耗比有源器件提供的能量大。实际上，包括图 9-2 所示的那些电路，对多数振荡器来说，负阻类型的振荡器和滤波器/放

大器类型的振荡器没有本质的区别。在后面将涉及的一些电路，就纯粹是作为负阻振荡器工作。图 9-3 表示放大器输入与输出的环路增益曲线，放大器的输出信号通过滤波器（调谐电路）反馈到输入端，使放大器输入端的信号强度反向变化。图 9-3c 是一个设计良好的振荡器，在低电平下环路增益有一个合适的大于 1 的富裕量，并且以一个陡峭的角度通过 1。这样的振荡器可以良好地起振，并且有稳定输出，仅伴有很低的调幅（AM）噪声边带。经常会遇到图 9-3a 这种令人满意的特性，但图 9-3b 代表了一种完全不理想的设计。尽管其小信号时增益小于 1，但由于开关的瞬时现象，这样的振荡器虽然经常可以起振，有时候却不能正常工作。图 9-3d 代表一种特别设计的振荡器，其增益变化十分平缓。它的谐振幅度容易受外界影响，当环路增益调整到振荡器刚好开始工作时，此电路（耦合到一个检测器）作为一个同步接收机，在未与任何类型天线相连的情况下，可以接收短波（SW）广播，也可以进行业余爱好者之间的通信。

107

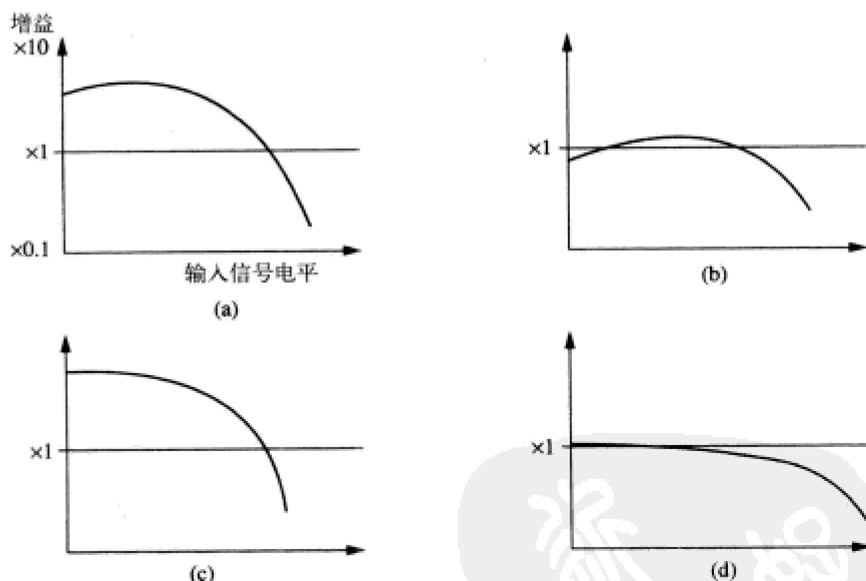


图 9-3 振荡器的反馈：耦合度

(a–d) 特性（见正文）

图 9-2a 所示的负阻振荡器只有当 Z_2 和 Z_3 呈现同样的电抗特性，而 Z_1 呈现相反的电抗特性时才能起振。Z_1 为电容特性时，就是 Hartley 型的振荡器，Z_1 为电感特性时，振荡器就是 Colpitts 和其派生类型，如克拉普（Clapp）以及皮尔斯（Pierce）振荡器。图 9-4 所示各种各样的其他类型振荡器，包括 TATG（tuned anode，tuned grid，调谐阳极，调谐栅极），此命名源于它的电子管结构。Clapp 振荡器，由于其频率的稳定而闻名，其中附加的电容 C_1 与 C_2、C_3 一起，作为一种降压变压器，减少了输入和输出端电导以及有源器件导纳的分流对谐振电路的影响。由于有源器件与调谐电路的弱耦合，此结构要求一个共有电导很高的有源器件来提供大的功率增益。固态双栅极 MOSFET 电子耦合振荡器相当于一个屏蔽接地四极电子管电路。（没有相当的固态阴极接地电子耦合器，因为那需要一个五极真空管。）电子耦合电路既可以作为振荡器，又可以作为缓冲级，随其输出端连接不同的负载，产生不同的作用，对频率几乎没有任何影响。

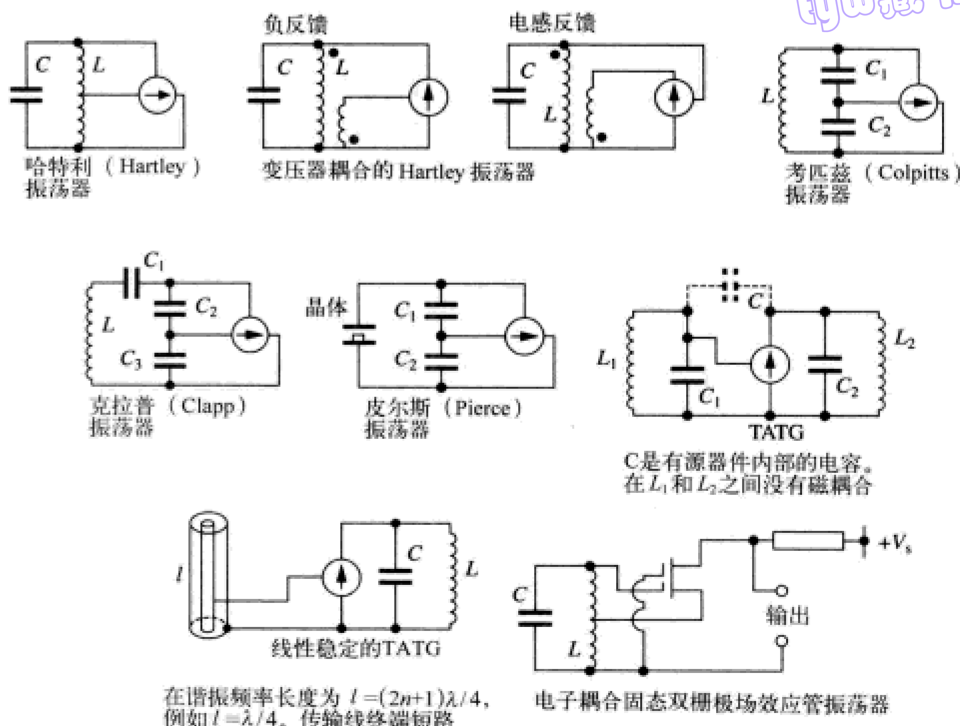


图 9-4 负阻振荡器（未表示其偏置电路）

图 9-5 表示了不同种类的滤波/放大器。线性稳定的振荡器（如线性 TATG）仅限于超高频（UHF）及以上频率，其中线的长度等于半个波长或者其他更长的便于工作的尺寸。在超高频，声表面波（SAW）延迟线可以提供一个稳定性良好的且几乎没有任何插入衰减的多周期的延迟。从而存在一系列梳状频率点，在这些频率点处没有相位偏移。需要用一个调谐电路来选择谐振器所需的频率。如果是一个可变电容，那么会从众多可能频率中选一个作为所需频率。图 9-6 所示振荡器电路用了两个有源器件。在富兰克林（Franklin）振荡器中，保持电路有用的功率增益越大，允许其与调谐电路的耦合越弱，从而减小了偏移保持电抗的下拉影响。另一方面，额外的有源器件的存在，意味着在此环路中存在另一个可能引起的相位偏移的因素。图 9-6b 所示的射极耦合电路，由于调谐电路是串联谐振，因而并不常用。而适于工作于或者接近于串联谐振的晶体。与并联谐振方式相比，尽管此方式的有效调节范围仅为图 9-4 所示并联晶振电路的 1/10，但它可提供更高的频率稳定度。

108 ~ 109

图 9-7a 表示另一类用双有源器件的振荡器，采用推挽方式。两个激励源并行工作但相位相反，非射极耦合电路。这种结构圆满地解决了如图 9-4 所示使用单有源双极性晶体管振荡器所遇到的问题。在那些电路中，谐振幅度通常不断增大，直到系统的增益降低到 1，这通过在集电极偏移电压（假设为 NPN 电路）的负峰值处，集电极处于饱和状态，对调谐电路施加很强的阻尼来实现。通常安排增大基极偏流，从而晶体管反过来使得集电极的电流变小，增益也同样降低。但是增加的阻尼却是负面（常常也是主要的）影响幅度稳定的因素。在电子管振荡器中不会有这种影响，当阳极电压降低到甚至低于地的电位时，电子管就截止了。（通过在双极性晶体管振荡器的集电极串联一个高速肖特基二极管可达到同样目的。）在 D 类电流开关振荡器中，固定的尾电流被切断成方波，其基波成分通过谐振回路来进行选择。为了达到最好的频率和输

出波形的稳定度，跟踪电流的设定值应当使晶体管不工作于底部。这意味着在宽频带的振荡器中，要么输出幅度必须随频率变化，要么 L 与 C 必须同时调谐，从而保证 R_d 为常数。或者跟踪电流一定随着调谐变化，谐振回路中心抽头直接与退耦的电源正极连接。在此情况下，调谐电容中心抽头接地端最好省略。否则，当电感抽头没有恰好处于电感电信号的中心时，就会产生两个略有不同的频率调谐电路，将出现问题。调谐电容的中心点首选接地，这样有源器件集电极电流中不需要的谐波部分提供一个接近短路到地的电路。需要考虑两个电阻 R 都设置为 0 这种常常发生的情况。如果希望产生与图 9-3d 所示曲线接近的特性，这两个电阻可能都需要增大。如果这两个交叉耦合电容之一省略了，那么这个电路作为射极耦合负阻振荡器，就保存了最初的一些较好的性能。

110

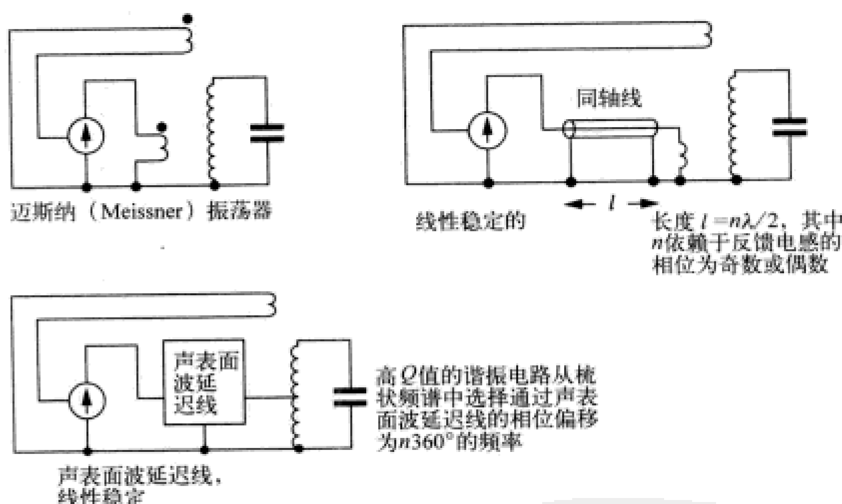


图 9-5 滤波器/放大器型振荡器

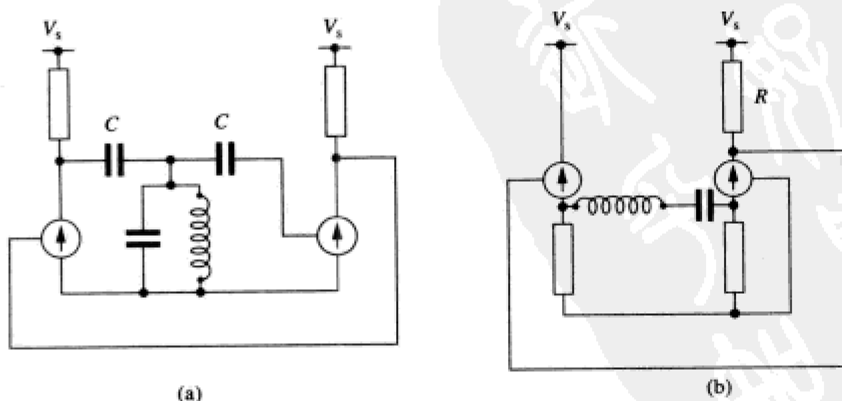


图 9-6 双器件振荡器

(a) 富兰克林（Franklin）振荡器。两级提供高的非相反增益。因此两个电容 C 可以很小，谐振电路工作在非常靠近其空载 Q 值的区域

(b) 巴特勒（Butler）振荡器。该电路不常用于串联谐振电路。相反，其适合工作于或者接近于串联谐振的晶体，在这里，R 可以用适当的调谐电路替代，来确保工作在基波或者需要的谐波频率

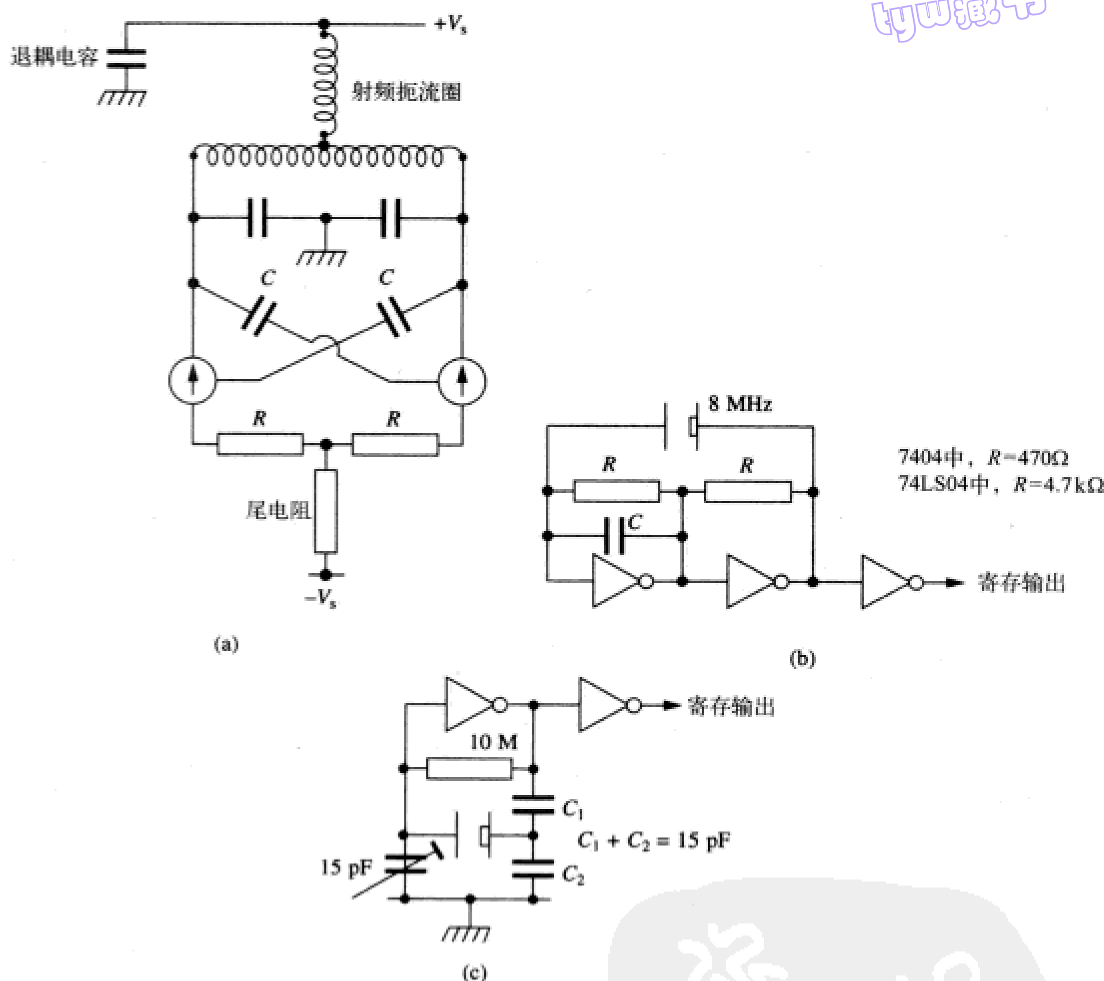


图 9-7

(a) D 类或电流开关振荡器；又被称为 Vakar 振荡器。R 为 0 时，有源器件的作用是开关，通过一个推挽的电流的方波。电容 C 可以用反馈线圈替代。R 可以为 0，或者增大到电路恰好仅仅是振荡器。跟踪电阻近似于一个恒流源

(b) 带有晶体的 TTL 型振荡器，工作于串联谐振方式

(c) 带有晶体的 CMOS 型振荡器，工作于并联谐振方式

图 9-7b 和图 9-7c 表示了两个用于微处理系统中的时钟振荡器。第一个工作于串联谐振频率的晶体振荡器，电容 C 可以产生相位超前来弥补转换器的传输时延造成的相位滞后；第二个带有晶体，工作于并联谐振频率附近，各部分元件值取决于工作频率。在对损耗敏感的电路中运用时，晶体常用陶瓷振荡器来代替。在主要考虑频率稳定度的应用中，诸如作为频率合成器的参考频率，如图 9-7 所示，一个 TCXO（温度补偿晶体振荡器）或者 OCXO（恒温晶体振荡器）将取代粗糙的现成晶体振荡器。前者把晶振及其保持电路都置于一个容器中，容器内部保持比周围最高温度还要高的温度，通常在+75℃。一个 OCXO 能提供输出频率温度系数在 10^{-7}～10^{-9}/℃的范围内。尽管近来的发展达到了 10^{-9}/年（典型值），并且其相位噪声在偏移载波仅 10Hz 的情况下，已降低至−140dBc，但是 AT 切割的晶体振荡器很难使其稳定度优于 10^{-6}/年。图 9-8 表示了 AT 切割晶体随温度呈立方或 S 形的典型频率变化曲线。AT 切割是“单向旋转的”：一条晶轴沿着

晶体坯的直径，晶体坯的直角直径稍微偏离直角轴。通过选择偏移角，在变形点的温度系数（大约在 29℃左右出现）能设置在从正经过 0 到达负的任何位置。因而在无温度控制的振荡器中，以 29℃为中心相当小的温度变化范围内，很可能只有很小的频率变化。如果要覆盖更大的温度范围，那么其切割角将增大，导致频率随温度的变化也增大。如果在 OCXO 中用一个 AT 切割晶体，那也就用到其增大的切割角，从而在腔体温度控制点位置向上翻转（如图 9-8a）。在 OCXO 连续工作时，其短、中期的性能是优化过的。另一方面，由于其自身在温度控制点下比在常温下老化得更快，所以其长期工作稳定度较差。图 9-8b 表明了 BT 和 SC 切割晶体在腔体温度控制点附近的温度变化。SC（张力补偿）切割是双向旋转的，也就是说，三根正交的晶轴线中没有一根位于晶胚的平面上。因此 SC 切割平面很难制造，并且比其他类型晶体的价格更加昂贵，但是它提供了一种改进的阻抗来抑制和优化其老化性能。因为SC 晶体也存在相当多寄生谐振的模式，所以在实际运用中应当引起注意，例如，在 Hewlett-Packard 10811A/B 盒型参考振荡器中使用的 10MHz SC 切割晶体就是设计用于第三次泛音 C 模式谐振。第三次泛音 B 谐振模式工作在 10.9MHz，基波 A 谐振模式工作在 7MHz，在这以下的就是很强的基波 B 模式和基波 C 模式。图 9-8c 表示 SC 切割晶体与一个基本的 Colpitts 振荡器相连，在翻转保持放大器的输入端提供一个 180°的相位翻转。如果正确选择 L_x、L_y 和 C_y 的值，它们将在期望的以 10MHz 频率为中心的窄带范围内呈现容抗，在其他频率呈现感抗，从而可以抑制任何不需要的模式[3]。

如果需要 OCXO 的稳定方式，而加热腔体所消耗的功率或者使其升温到所需消耗的时间不能满足要求，那么用 TCXO 就可以解决这个问题。在这种情况下，可以通过一个或者多个热敏电阻和一个以适当规律控制的压控可变电容（变容二极管）的电压来检测周围的温度。OCXO 和 TCXO 都通过适当的调节方式——用一个电压控制的微调电容或者变容二极管——实现可覆盖一个数年的频率漂移的范围，允许定期调整到其本征频率。

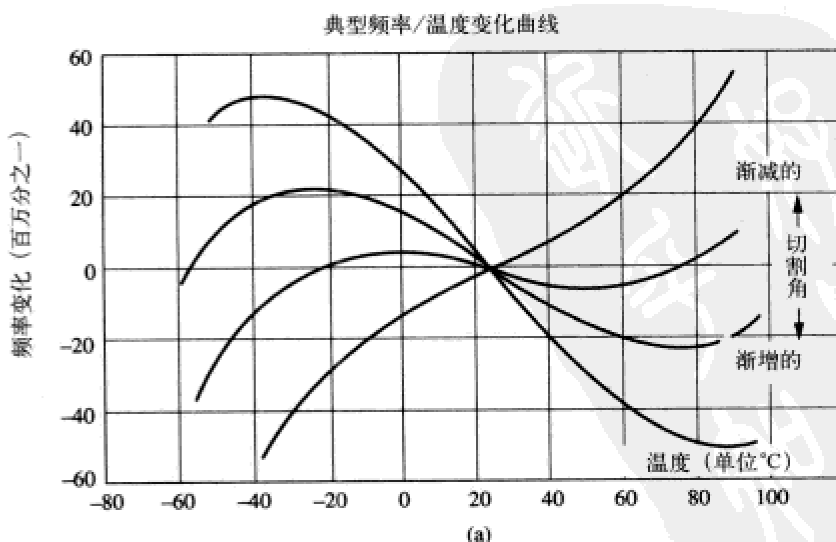
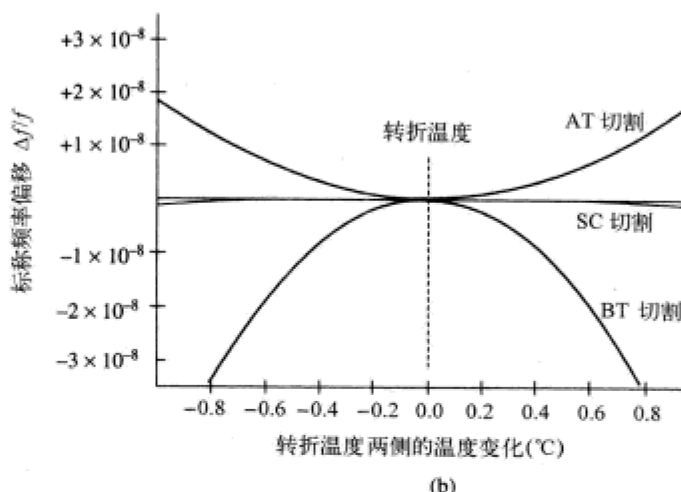
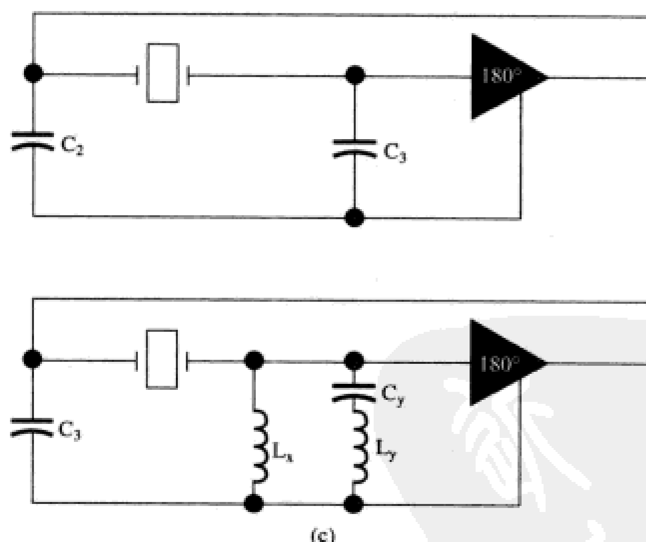


图 9-8

(a) AT 切割晶体的温度特性



(b)



(c)

图 9-8 (续)

112
~
113

(b) SC、AT 和 BT 切割的晶体温度性能

(c) 标准 Colpitts 振荡器（上）和具有 SC 模式抑制的相同的振荡器（10811A/B 振荡器）（承蒙安捷伦科技公司允许复制，www.agilient.com）

在放下振荡器电路去讨论锁相环电路之前，先来进一步讨论负阻谐振器。正如图 9-4 中所提及的那些负阻振荡器中的有源器件一样，所有三个电极都连接到调谐电路上，并可交替看作滤波/放大电路。不过，的确存在负阻型振荡器电路。

谐振电路中的损耗可以看作一个电阻并联一个由无耗电容和无耗电感构成的调谐电路。如果并联一个与损耗电阻大小相等，符号相反的电阻，这个“负阻”刚好抵消这个损耗电阻，谐振电路也将保持稳定谐振。一种合适的负阻器件是隧道二极管，这种二极管可以用来制作工作频率直到微波的放大器/振荡器。不同于晶体管，它是严格的二端口器件，但也可设计出将晶体管作为真正的双端口负阻的电路。

图 9-9 表示了一个普通的流入 PNP 晶体管的射极电流，大部分从集电极输出，集电极与射极的电流比值用 α 表示，典型值为 0.99，常更接近 1。基极电流 I_b 就是射极和集电极不同的微弱电流。注意 $I_{be}=-(I_b+I_c)$，源于基尔霍夫第一定律。以上关系用于直流（0Hz），也用于低频电流变化较小的情况。

在更高频段，射极注入的电流必须经过基极区才能到达集电极。结果如矢量图 9-9b 所示，集电极电流总会有一些延迟。但是仍然满足 $-I_e=I_b+I_c$，同时 I_b 必定如图中所示的那样。图 9-11 表示了在共射极与地之间并联一个电容 C_e 的晶体管。如果在晶体管的基极加上高频的小正弦信号，由于晶体管的跨导高，其射极电压与基极电压近似相等。此电压将出现在 C_e 两端，并产生电流，电流的大小主要取决于由此相关频率下所接电容 C_e 的电抗。

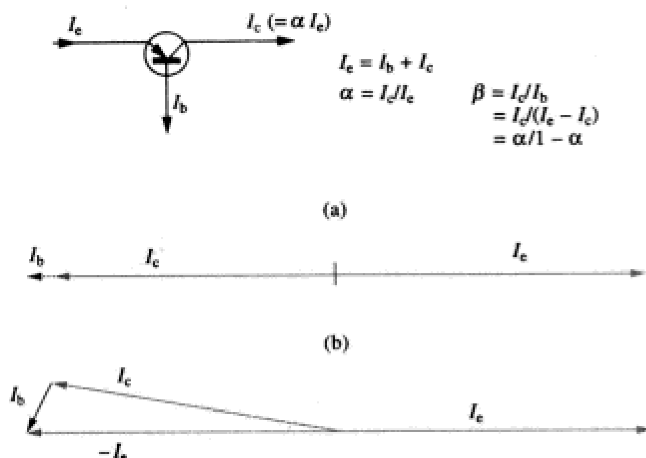


图 9-9

(a) 绝大部分的发射极电流从集电极流出，而只有极少部分从基极流出

(b) 集电极电流的通过需要时间，因此在高频段会有延迟

图 9-10a 表示 V_e（近似等于 V_b），合成电流流经 C_e，是唯一的射极电流。假如 R_e 相当大，则可以等效为一个恒流源。很明显，I_{Ce} 必定等于 $-I_e$，因为它是从射极流出而非流入，所以将图 9-10a 中矢量图逆时针旋转 90°，并且使 I_{Ce} 与 $-I_e$ 重叠，V_b 将如图 9-10b 所示的情形。

注意 I_b 与 V_b 的相位几乎相反。图 9-10c 表示它必定可以分为两个部分，一个与 V_b 正交的容抗部分 I_{bc} 以及一个阻抗部分 I_{br}。电流 I_{br} 与 V_b 反相是一个负阻。图 9-11 表示一个 100MHz 负阻振荡器的实验电路，BC184 晶体管的发射极通过电容到地，而基极连接到 LC 振荡电路。当图 9-10 中的电阻为 4.7 KΩ 时，基极相对于地为直流（dc）。由于电路的这种工作方式，集电极作为一个双端口负阻振荡器在此电路中不起作用，只是简单地退耦到地。

114

电容 C_e 为 3.9pF 时，振荡器覆盖范围为 64～167 MHz，在大部分频域范围内输出到频谱分析仪的电平超过+6dBm，在 167MHz 时降至+4 dBm，在 64MHz 时降至 0dBm。

图 9-12 表示+6dBm 100MHz 输出良好的频谱纯度，二次谐波从基波上降低 36dB，三次谐波降低 48dB，四次谐波降低 57dB，五次谐波降低 70dB。用共射－共基放大器连接方式，通过一个基极接地晶体管的集电极电路输出而不是从线圈末端输出，会取得更好的效果。

115

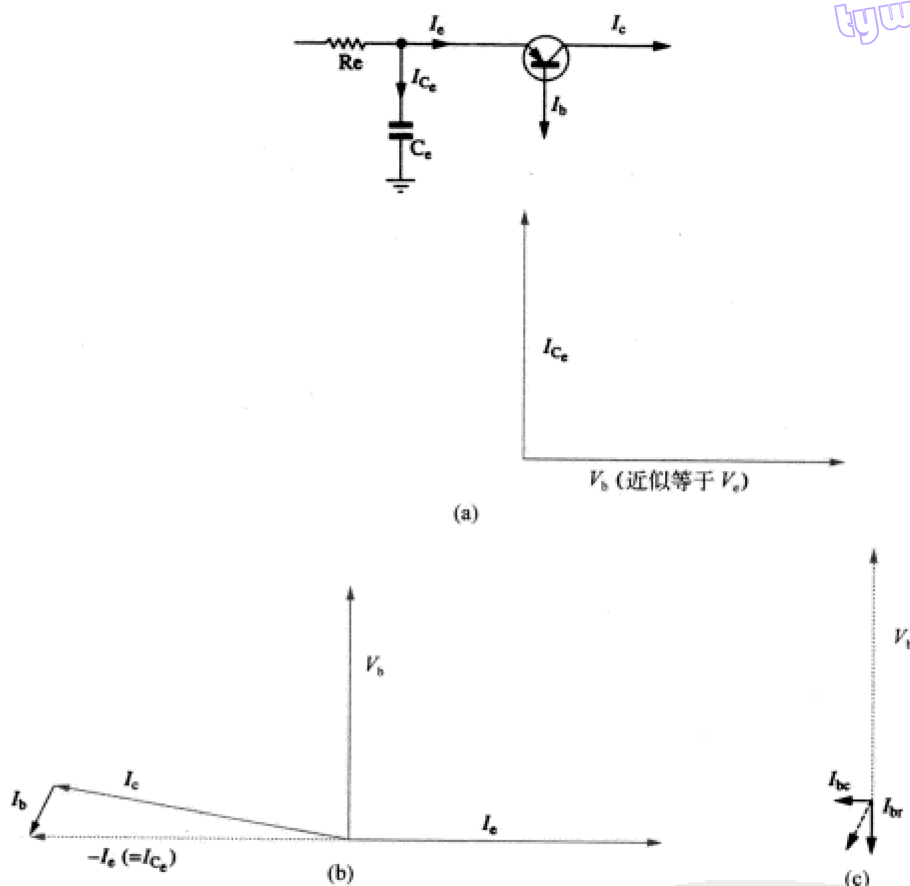


图 9-10

(a) 发射机电容会激起超前电流

(b) 结果，基极电压和基极电流间的相角超前了 90°

(c) 由于存在与基极电压反相的基极电流成分，基极表现为一个负电阻

116

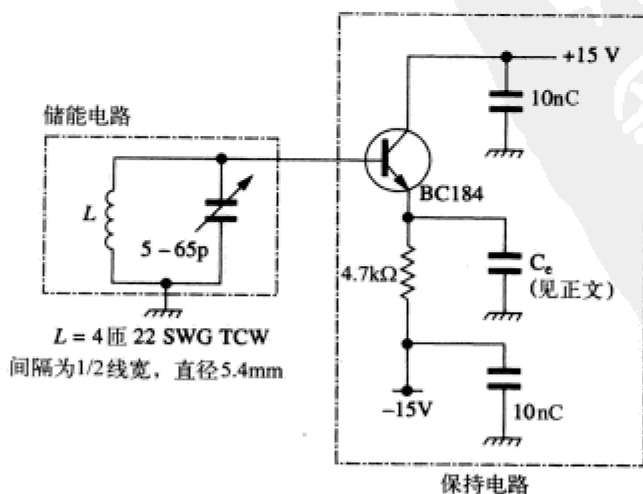


图 9-11 负阻振荡器在器件使用上是十分节省的

图 9-12 图 9-11 所示电路的输出，在线圈地以上 3/4 圈处抽头取样。10db/div。屏幕顶端参考电平+10db，5MHz/div。水平线，左方为 0Hz

一般意义上的信号源，诸如实验室或检测机构使用的信号发生器，传统解决方式是用带有多个频段选择开关，并且准确校准的 LC 振荡器。通常包含一个 1MHz 或者 10MHz 的晶体振荡器，从而将其产生的某个谐波用滤波器在最接近 1MHz 或者 10MHz 频点处进行尺度校准的检查。然后，将“锁箱”装备到信号发生器上。这时，用户为信号发生器的射频输出频率设置一个合适的可变分频比例，信号发生器上的直流经过耦合外部的 FM 输入，使信号发生器的输出频率都被锁定在“锁箱”晶体振荡器的参考频率上。在随后的发展中，信号发生器上装配一个计数器用来指示输出信号的频率以及“锁箱”的设置，例如应用于著名的 Hewlett-Packard8640 系列中。当 LOCK 键按下时，PLL（锁相环）开始工作，和早期单独的“锁箱”一样，不久以后，锁相环就完全自动化了，使用户对其工作方式一目了然。除用于信号发生器外，锁相环还广泛用于各类频率源，例如在发射机和接收机中所用的本振（见第 11 章）。图 9-13 表示了一个普通的 PLL 模块图并且阐述了一阶环路的工作原理。经过缓冲放大器，将 VCO（压控振荡器）输出的信号采样送到可变比例分频器中，例如比例为 N。分频器的输出和一个比较频率 f_c 相比较，其中的 f_c 是通过对参考稳定频率源，例如晶体振荡器的输出频率 f_{ref} 用一个固定的参考分频比 M 分频而得到的。比较产生的误差电压经过滤波后被反馈到 VCO，从而减小可变比例分频器的输出频率与参考比较频率之间的差异。如果通过鉴频器来比较，在频率合成器输出中将有一个固定的频率误差，如果环路增益高，这个误差将很小。这就是所谓的 FLL（频率锁定环）。这种方法用于一些特殊应用中。现在典型的频率合成器都以 FLL 方式工作，其 N 次可变比例分频器的输出和比较器的频率之间只有一个固定的相位差异。振荡器的输出的频率是 Nf_c，其中 f_c 是比较频率。如果 f_c 是 12.5kHz（欧洲）或者 15kHz（美国），那么可以很方便得到甚高频个人移动无线电（PMR）频带的任何传输信道的频率。

[117]

事实上存在一个难题，可变比例 N 次分频计数器是不能在甚高频或者超高频工作的，不过这个问题可以通过一个预分频器来避开。如果使用一个 10 分频预分频器，那么在 PMR 例子中，为了弥补这个频率差异，比较频率就不得不降到 1.25kHz。比较频率越低，在相位比较器的输出比较频率的纹波就越难于避免，当其经过环路滤波器后送到 VCO 后，会引起比较频率的 FM 边带。当然我们可以仅仅在滤波器中使用更低的截止频率，但是这会使频率合成器在 N 分频时

切换到下一个新的频道的速度更慢，并且在振荡器的输出端引起更大的噪声边带。解决方式是使用诸如 10 或 11 的双模前置分频器，通常写为÷10/11。此类预分频器可以从÷64/65 上升到÷512/514，提供一个方便的"分数 N"，从而可使用更高的比较频率。在主回路的分频芯片中，除了可编程÷N 分频计数器以外，还有一个可编程÷A 分频控制计数器。当通过预分频器的 A 输入脉冲通过主分频器后，主分频器的预分频控制线使预分频比从 P+1 变为 P，并且一直保持到主分频器接收到 N 个脉冲以后，预分频器再回到÷(P + 1)。如果 A 为 0，那么预分频器加上主分频器的总分频比 N_{total} 为÷PN，对任何值的 A，需要额外的 A 个脉冲进入预分频器，主分频器才会有一个输出，从而 $N_{total} = PN+A$。因而若 $A = N/2$，那么 $N_{total} = N\ (P+1/2)$。因此主分频与预分频计数器的组合可等效为一个"分数分频器"。若 A 为 0，$N_{total}=NP$；A 为 1，$N_{total}= NP+1$； A 为 2，$N_{total}=NP+2$ 依此类推，直到 $A=N-1$，$N_{total} = NP+\ (N-1)$。若 A 为 N，N_{total} 就等于 $NP+N$，又等于$(N+1)\,P$，所以，与其将 A 设回到 0，不如将 N 的增量设为 1。因此，N的增量步长设为单位 166P 更有效(见图 9-13d)。显然 A 并不一定要比 N 大，而 $N_{total;\ min}= (P-1)\,P +A$，$N_{total;\ max}= N_{max}P+A_{max}$。由于通过主分频器和预分频器的传输时间的影响，并且预分频的建立与释放时间与其变模控制的输入有关，因而其他限制适于任何给定的情况。

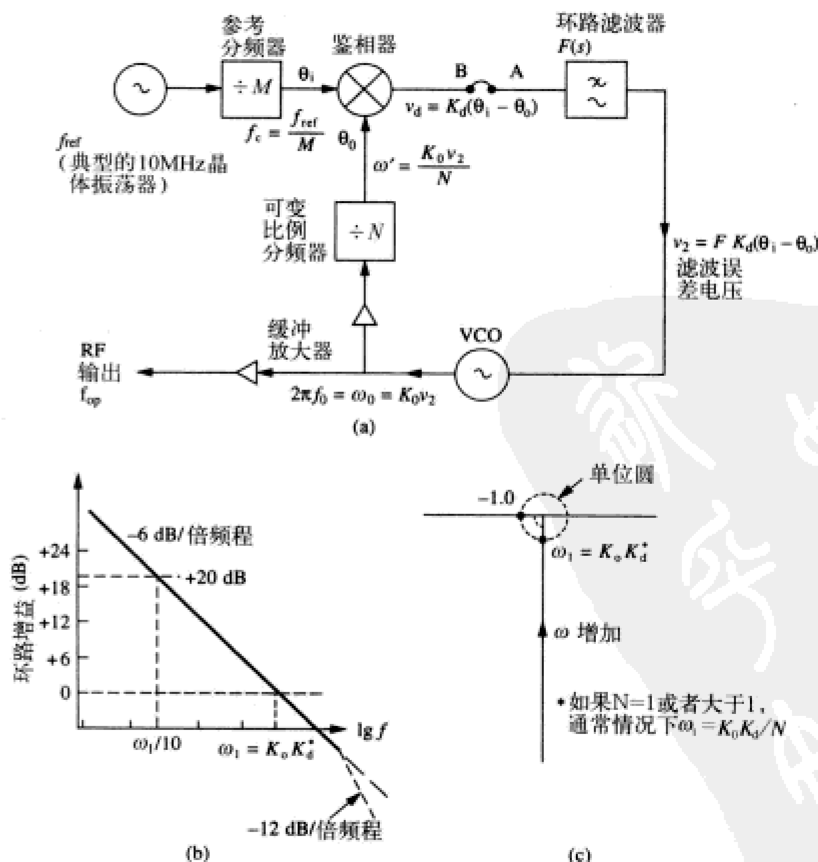
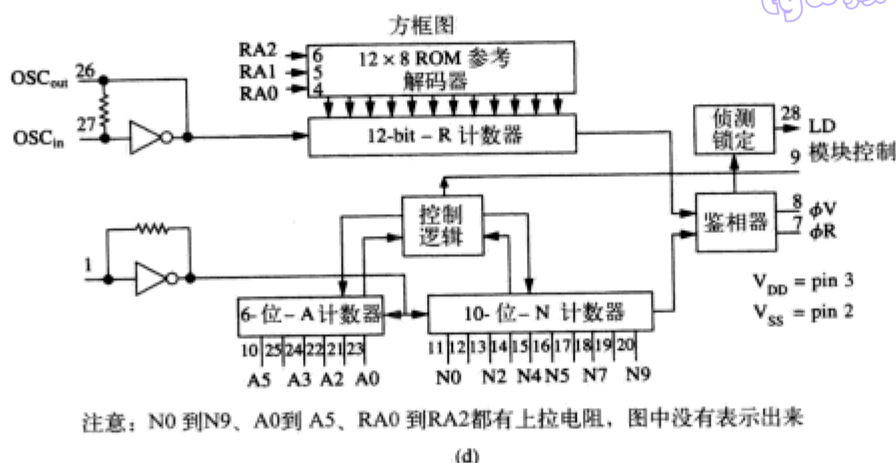


图 9-13

(a) 锁相环合成器 (b) 波特图，一阶环路 (c) 奈奎斯特图，一阶环路

(d) 一个可变比例 N 分频器的大规模集成电路（LSI）方框图，通过一个计数器来控制一个双模 P、P+1 预分频器，Motorola 的 MC145152（飞思卡尔半导体有限公司版权所有，2006，获准使用）



注意：N0 到N9、A0到 A5、RA0 到RA2都有上拉电阻，图中没有表示出来

(d)

118～119

图 9-13　（续）

锁相环合成器是一个 NFB（无反馈）环路，对任何 NFB 环路都必须注意需要在相位偏移达到 180°之前将环路增益安全地降低。如果在合成器的频率范围内环路增益的变化不是很大，上述条件就很容易达到，这样压控振荡器（VCO）的输出频率是控制电压的线性函数，就有很大优势。环路中其他参数也应当正确地加以均衡，其相关参数在图 9-13a 中已经表示出来。紧接着出现的大部分术语，绝大多数出现在众多关于锁相环的名著中[4]。假设环路已经处于锁定状态，那么鉴相器的两个输入频率都等于比较频率 f_c，但是，存在一个固定的相差 $\theta_i-\theta_0$，因此鉴相器产生的电压 v_d 等于 $K_d(\theta_i-\theta_0)$。

事实上尽管有鉴相器，而且它只会产生很小的纹波（理想情况下为 0），但是鉴相器在比较频率 f_c 处或者 $2f_c$ 处的输出通常还是含有纹波。一般通过低通环路滤波器来抑制纹波，滤波器将 v_2（v_d 的直流成分）传输到 VCO。假设 VCO 的随机输出频率 ω_0 与 v_2 线性相关，那么 $\omega_0=K_0v_2=K_0FK_d(\theta_i-\theta_0)$，此处 F 是低通滤波器的响应。因为环路已经处于锁定状态，ω'（也就是 ω_0/N）与比较频率 ω_c 有相同的角频率。如果环路增益 K_0FK_d/N 很高，那么在合成器工作频带范围内，对于任何频率，$\theta_i-\theta_0$ 都很小。在 $\theta_i-\theta_0$ 没有超过±90°或者±180°的情况下，这是鉴相器最大的相位范围，环路增益必须至少大到可以调节 VCO，使其输出超过所需工作频率范围。

现在来确定各参数的单位（dimensions）。K_d 是鉴相器两个输入相差的电压测量值，单位是伏特（V）。F 是任何给定频率下的电压比值。K_0 的单位是 Hz/V，也就是弧度每秒每伏特。因而当滤波后的误差电压 v_2 与鉴相器的两个输入信号的相位差相应变化时，v_2 直接控制的不是 VCO 的相位，而是其频率。不管任何频率 ω_0/N 偏离 ω_{ref}/M 的变化有多么小，都将引起相位差随时间无限增大。因而鉴相器可以视为性能良好的积分器，其增益以 6dB/倍频程从直流情况下的无穷大开始降低。由于鉴相器无穷大的增益可以被视为一个频率比较器，使得比较频率和 f_{op}/N 之间的平均频率差为 0。考虑一个滤波器的 F 可以忽略、或者在任何频率时都为 1 的一阶环路情况，其结果一样。在某个频率 ω_1 处，由于鉴相器作用以 6dB/倍频程降低，其环路增益为 1(0dB)，这描述在图 9-13b 和 c 中，显示单位环路增益频率为 ω_1 的幅度（波特）图和矢量（奈奎斯特）图。不需要高等数学的情况下，为了按照环路参数 K_0 和 K_d 求出频率 ω_1，理论上我们可以在 B 处，即鉴相器的输出端把回路断开，并在 A 处插入一个恰好等于插入处先前电压值的直流电压。然后在其上加载一个峰值为 1V 的正弦信号。ω_0 的峰值 FM 偏差将为 K_0。如果添加的正弦信号

自身已经是 K_0，那么调制指数将为 1，VCO 峰值相位偏移的响应为±1 rad（见第 8 章），这将导致在鉴相器的输入端有±1/N rad 的偏移，并且鉴相器输出电压为 K_d/N 伏特。如果在 A 处把输入频率由 K_0 改为 K_0K_d/N，那么 VCO 峰值相位偏移就将是 N/K_d。鉴相器输入端的相位偏移因此为 $1/K_d$，并且 B 处的电压值为单位 1，因而频率 ω_1 单位环路增益为 K_0K_d/N，如图 9-13b 和图 9-13c 所示那样。在一阶环路中，增益和带宽的选择不是相互独立的，仅为 $\omega_1 = K_0K_d/N$。我们可以重新定义滤波器 F 为一个 CR 无源电路，其截止频率大于 ω_1，如图 9-13b 中的点划线所示以及图 9-13c 中圆弧曲线的起始处，从而帮助抑制比较频率的偏移。这从技术上讲，成为一个低增益的二阶电路，但仍基本上表现为一阶回路。滤波器提供的截止频率恰好是 ω_1，如图所示。 120

合成器通常使用高增益的二阶电路，这在后面将详细介绍。首先要讲一下为什么会偏爱这种滤波器。图 9-14a 对机械调谐的 LC 振荡器与 VCO 晶体振荡器的频谱进行了比较。虽然理想振荡器的输出只有在需要的频率 f_0 上才携带能量，然而，实际输出却存在不需要的噪声边带，代表振荡器幅度和频率的瞬间变化。在晶体振荡器中，幅度和频率的变化非常小，因而在 100Hz 噪声边带的任意一侧，典型值是 −120dB，与所需输出相关，会降到大约 −150dB 或者更小的噪声基底上。LC 谐振电路的 Q 值仅为晶体振荡器 Q 值的 1/100 或者更小，所以一个设计良好的 LC 振荡器频率偏移在大约 10kHz 的时候会达到 −120dB。一般来说，使用变容二极管的 VCO 不会比传统的 LC 振荡器更差，因为变容二极管在反向偏差电压范围内提供有高的 Q 值，但是通常采用的高 K_0 值（一般 10MHz/V 或者更高），控制电压上的噪声是潜在的恶化因素。与任何 NFB 环路一样，锁相环的失真将随环路增益的增大成比例地减小。本文中提及的“失真”包括频率 ω' 和 ω_0 相对于比较频率的任何相位偏移。这样在载波频率偏移的范围内有很高的环路增益，环路可以使 VCO 的输出纯净，其性能更接近于参考信号，如图 9-14b 所示。 121

二阶环路使我们能在更高频率下通过更快地改变环路增益保持高环路增益。考虑如图 9-15c 所示的一个高增益二阶环路的例子，环路滤波器是一个积分器。在鉴相器的相位上叠加有源滤波器 90°的相位延迟，在单位增益的任何频率下都没有相位裕量。如图 9-15b 所示，在 ω_1 处我们正朝着灾难性的（至少说是不稳定的）方向发展，此时 ω_1 处环路的增益为 1，$\omega_1 = FK_0K_d/N$。通过减小图 9-15a 中衰减的斜率，使其在频率达到 ω_1 之前以 6dB/倍频程（点划线）速度衰减，就可以恢复一个相位裕量。如图 9-15b 所示，环路是稳定的。如图 9-15c 所示，仅仅通过在 X−Y 处一个电阻 R_2 与积分电容 C 串联，就可以方便地实现这个目的。这是无源传输延迟的有源部分。如果我们令 $R_1 = R_2\sqrt{2}$，那么在滤波器的截止频率 $\omega_f = 1/(CR_2)$ 处，有源滤波器增益为 1，相位漂移为 45°，在更高频率时这个增益趋向于 −3 dB，并且相位漂移为 0。如果令 $\omega_f = K_0K_d/N$，那么 ω_1（环路单位增益频率）不受影响，但是存在 45°相位裕量。如果确定了 K_0、K_d 和 N，很方便得到相应的一阶环路单位增益的频率 $\omega_1 = K_0K_d/N$ 是比较频率 f_c 的大约 1/10 或者是更小。否则很难避免在相位比较器输出端存在纹波，从而在 VCO 的输出端出现比较频率下的 FM 边带。如果有必要，在环路中可以增加一个比较频率的陷波滤波器。 122

如图 9-15a 所示，在低于 ω_1 频率处，环路增益以 12dB/倍频程增长，直到运算放大器的增益超过其开环增益并一直伴有 180°的相位偏移。这会在频率为 ω 的位置出现，此时 ω 满足 $1/(\omega C) = A\times R_1$。$A$ 是运算放大器的开环增益（运算放大积分器仅近似为一个良好的积分器）。低于那个 ω 的频率，环路增益会继续增加，但是请注意，由于鉴相器近似为积分器，增益仅以 6dB/倍频程增加，并伴有 90°相位偏移。由于频率太低，这种变化无法在图 9-15b 中表示出来，它会一直到达页面左边最高处。图 9-15b 仅仅表示忽略了大部分矢量末端的开环轨迹。

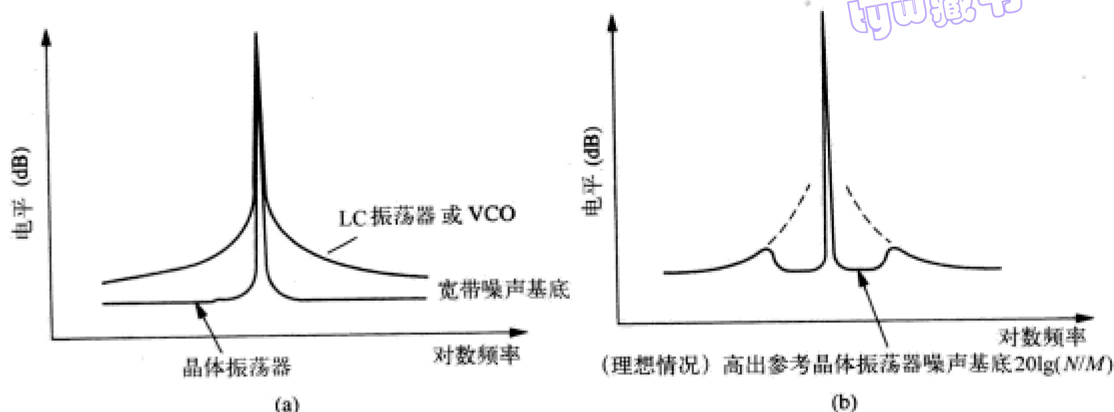


图 9-14　射频信号源的纯度

(a) 晶体和 LC 振荡器谱线纯度的对比

(b) 低偏移量时，环路增益仍然很高，VCO（合成器缓冲型的输出）的纯度，至少在 N/M 取值较小的情况下，能达到晶体参考频率的纯度

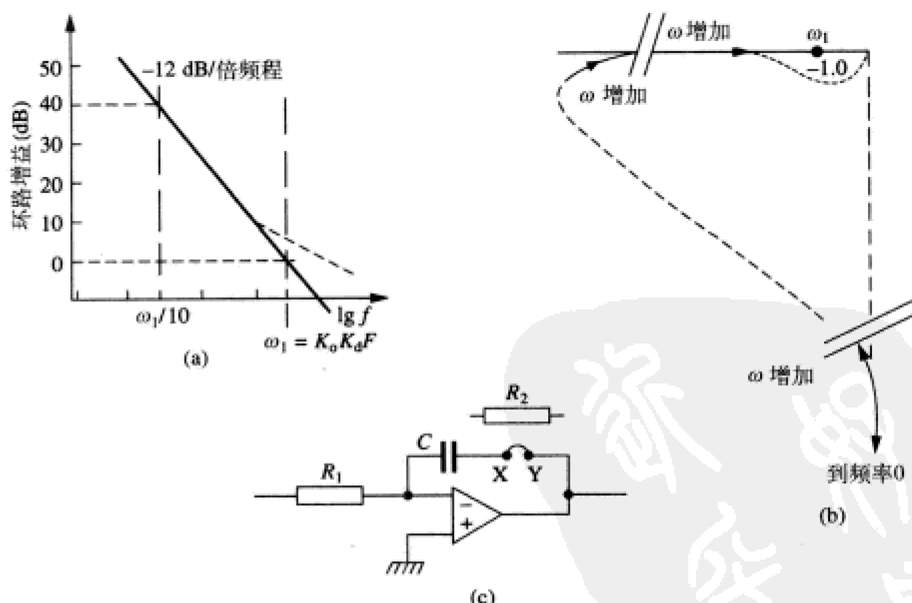


图 9-15　包含二阶有源环路滤波器的锁相环（见正文）

对一个二阶高增益环路，通过根轨迹法[5]分析表明，阻尼（相位裕量）随着循环增益的增加而增加，所以，如果在输出频率处（通常在调谐频率的最大值处）环路稳定，通常也是 K_0 最小处，就保证了稳定性。这从图 9-15 可以明显看出来。如果 K_0 或者 K_d 增加，那么相应的一阶环路单位增益频率 ω_1 将随之增加，从而 ω_1 比 ω_f（环路滤波器的截止频率）高，相位裕量也将大于 45°。现在，在找到合适滤波器后，我们再来研究鉴相器和 VCO。图 9-16 表示了几种类型的鉴相器以及它们的工作原理。逻辑类型对于放大器件诸如合成器很适合，但是在试图锁定噪声信号时用处不大。例如来自远程翻滚的航天器的信号——这时用 EXOR（异或门）类型更为合适，或许可以连入一个三阶环路，通过改变输入信号的多普勒偏移，以提供最小频率误差。与二阶高增益环路一样，推挽方式和采样－保持方式这两种类型在固定的相位误差很小时，纹

波都很小。但是推挽方式会引起问题。理想情况下，上推脉冲虽然很窄，然而，不管随可变比例分频器输出端变化的相位超前参考频率相位的量有多小，都将会产生。而下拉脉冲在相反相位条件下产生。实际上，在准确的同步点附近，有一个非常窄的相对相位漂移，这时既不产生上推脉冲，也不产生下拉脉冲。此时的合成器完全是开环电路，直到相位漂移到一端或者进入“死区”，然后产生正确的输出。环路作为一个开关伺服系统，让相位从死区一端到另外一端来回变化，这点可以由噪声边带证明。相反，如果上推、下拉脉冲在同步条件下产生，在锁定后，鉴相器不再自由波动，此点的环路增益将提高，理想情况下，和 VCO 增益 K_0 一样，鉴相器增益 K_d 应当稳定。在锁定时增益稳定，没有纹波是采样－保持鉴相器的最大特点。在合成器的输出端要求为低噪声边带，从而已经采取了一些策略。一种很有效的方法是通过充分地减小 K_0 来减小 VCO 上的噪声，而 VCO 上的噪声是由调谐电压上的噪声引起的，K_0 减小到误差电压只在很小的频率范围内调谐 VCO 为止。VCO 先通过其他方式预调谐到正确频率附近，让锁相环仅仅起一个精确调谐的作用。图 9-17 就表示了一个这类的例子[6]。

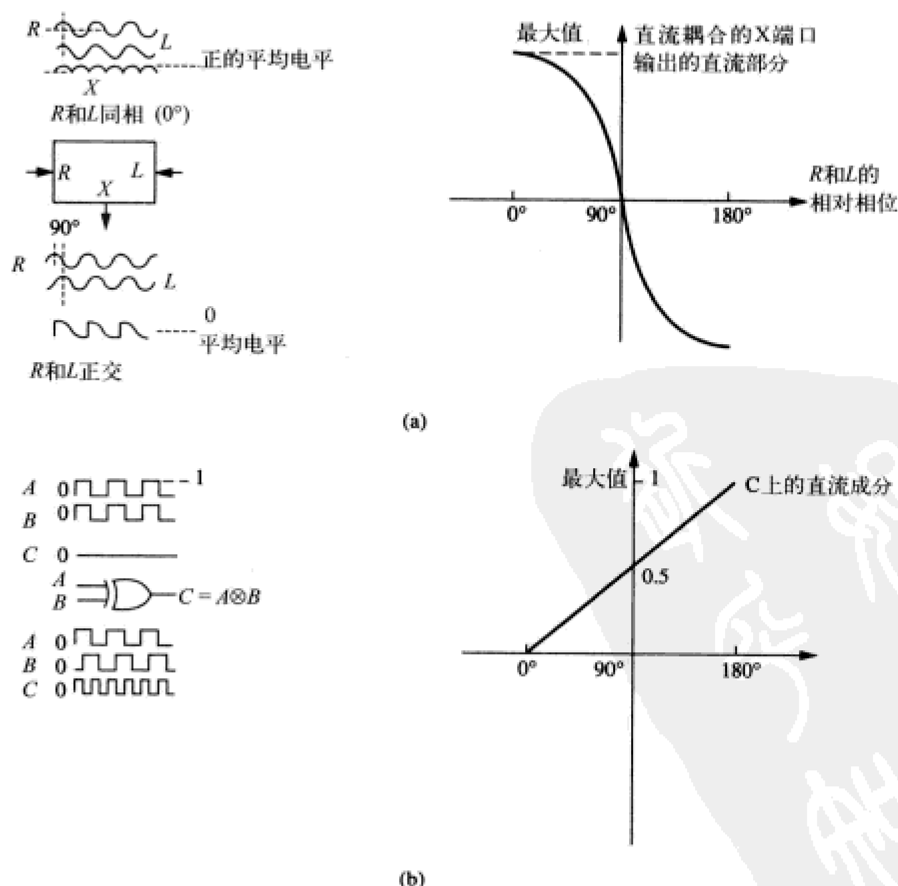


图 9-16 用于锁相环（PLL）的鉴相器

(a) 作为鉴相器使用的 DBM 环在比如说相对坐标轴 ±45°是近似线性的

(b) 用异或门作为鉴相器

(c)

(d)

图 9-16 (续)

(c) 一种逻辑鉴相器 (d) 采样－保持鉴相器。在具有相位变化的稳定状态，这个鉴相器不产生比较频率纹波

图 9-17 在 HP8662A 合成信号发生器中使用的 VCO 通过微控制器被预调到接近所需频率。因此锁相环的故障电压必须产生小幅变化，导致其谱线纯度在这以前只有使用空腔调谐的振荡器才能达到，射频置位时间少于 500μs（承蒙安捷伦公司允许复制）

123
~
125

锁相环可由两种方式产生频率。一种是直接合成，最早由 General radio 公司提出，Eaton Instrument（AIL 技术分公司）进一步发展了这个技术，在频率计算中采用二进制而不是十进制。在 PLL 中使用的有效倍频的概念在直接合成的方法中完全不存在。取而代之的是对非常纯的石英晶体参考频率的谐波成分进行选择，连续地对这些选择出来的谐波成分进行混频，从而构成需要的输出频率，同时伴有接近输出频率噪声电平的输出不比晶体振荡器差，并且这些指标是使用 PLL 类型发生器不能达到的。不过由于成本高，加上 PLL 类型合成器的发展，直接合成器已不再使用。另外一类是 DDS（Direct Digital Synthesis，直接数字式频率合成器），不要和直接合成器混淆了。在 DDS 中，每一个时钟脉冲到达，频率的设定值（存在自动计数器中）就在加法器中累加一次。加法器最上面的 N 位（N 通常在 8 到 12 之间）用于存储一个正弦查询 ROM 的地址，其输出值送往一个 DAC（Digital to Analog Converter，数模转换器）。DAC 的输出逐渐接近于正弦波，对应于每个周期遍历一次 ROM 地址的排列。图 9-18 描述了一种先进方法，这种安排在 ROM 中只需储存正弦波的 1/4。在超低频处，两个或者多个时钟周期内将输出与每个 ROM 地址相关的电平。当频率设定寄存器最上面的 N 位中不包含 1 时，这种情况就会出现。另一方面，在高得多的频率处，一个输出周期中仅仅访问了 ROM 区域的一部分，常用不同的子区域来对应一个完整的周期，这使输出端不需要的频率部分增多了。这些既可以表现为一些独立的谱线，也可以表现为当频率与时钟频率完全不相关时的大量的低电平毛刺，它们接近于一个有凸起的噪声基底。当选择频率为二进制整数时，输出最为理想，也就是说，时钟频率 2 的指数倍，那么没有线性毛刺（输出频率的谐波除外），并且输出和时钟频率一样纯。由于分频的作用，甚至会优于时钟频率。在稍稍偏离这个频率的位置，靠近载波的位置将出现明显的毛刺，中间的间隔取决于其指数。例如在偏离 $f_{clock}/4$ 的量为 1kHz 时，毛刺将出现在±4kHz 的位置。

一些 DDS 器件最大的输出频率可高达时钟频率的 1/3，甚至更高，但是在一些设计中（例如图 9-18 所示）$f_{clock}/4$ 的结构会使其受到限制。如果工作到奈奎斯特频率 $f_{clock}/2$ 处，需要滤波器来抑制镜像频率处超过奈奎斯速率的寄生输出。图 9-19a 表示了一个时钟频率为 400MHz 的 DDS 的输出波形，期望输出一个 62.5MHz 的频率即时钟频率的 5/32。不同的子集（与 ROM 地址有关）出现在随后的周期中，这种模式每隔 5 个周期重复出现一次。因此，从严格意义上讲，输出的信号频率实际上是 12.5MHz，但是伴有比基波或者其他的谐波要强得多的第五阶的谐波，正如在频谱分析仪上看到的一样（如图 9-19 b 所示）。在超过 5/32 的更大比例下，会出现更多的寄生谱线，但是其总的寄生输出功率基本上保持不变，所以它们的电平通常比较低。由于 DDS 在其频率范围内调谐，通过增大频率的设置值，各个寄生输出实际上都穿过所需频率点。很明显，当出现这种情况时，通过滤波器不能将它们区分开，在很多情况下这限制了 DDS 的应用。[126] 不过混合系统会给出解决方案（如图 9-20）。当 DDS 的输出为时钟频率的 1/4 或者更小时，可以发现频率范围增加到时钟频率的千分之几，虽然在这个频带外可能会有毛刺，但是在这个频率范围内，所有寄生频率的输出都有比需要的输出大 80dB 的衰减。不过，如果 DDS 工作的中心频率为 10.7MHz，高通晶体滤波器（诸如 PMR 器件所使用的）可以在滤波器频带内的任何地方选出一个寄生信号，在参考频率分频比为 $M/5$ 的情况下，工作环路的比较频率可以超过 2MHz。这样做主要有两个好处：首先，高的环路增益可以保持到比平常更高的频率，避免了增加带外的形如图 9-14b 所示的耳朵状的噪声。第二，宽的环路带宽使得切换到一个新频率时的速度非常快。DDS 的精度很高，在频率设定中典型值为 30bit 或者更大，以致于主回路的步进增量小到 1Hz 或者更小的时候，每一步合成器的输出都不同。注意到此方案通过调整参考频率来提供良好的精度。结果是这种精细的回路步长的值并不是常数，并且与主回路分频比 N 成比

例。因此，对于一个给定的合成器频率，DDS 的设置必须考虑 N，这在现代微机设计中不成问题。同时，图 9-14 中时钟频率为 2.5GHz 的 DDS 能直接提供高达 625MHz 的输出频率，这很优越。如果那样的话，对大多数的 DDS 来讲，其输出频率典型值局限于几百兆赫兹。不过，从 0 到奈奎斯特率 $f_{clock}/2$ 的基带输出的频率谱在时钟频率及其谐波的两边都出现镜像，并且这些边带中的一个信号可以用来提供一个高达奈奎斯特率几倍的输出。下边带是基带和边带频率服从 $\sin(x)/x$ 的幅度分布，紧接着，这些需要的输出频率更高阶的输出对于寄生的额外噪声成分表现出更小的比值。

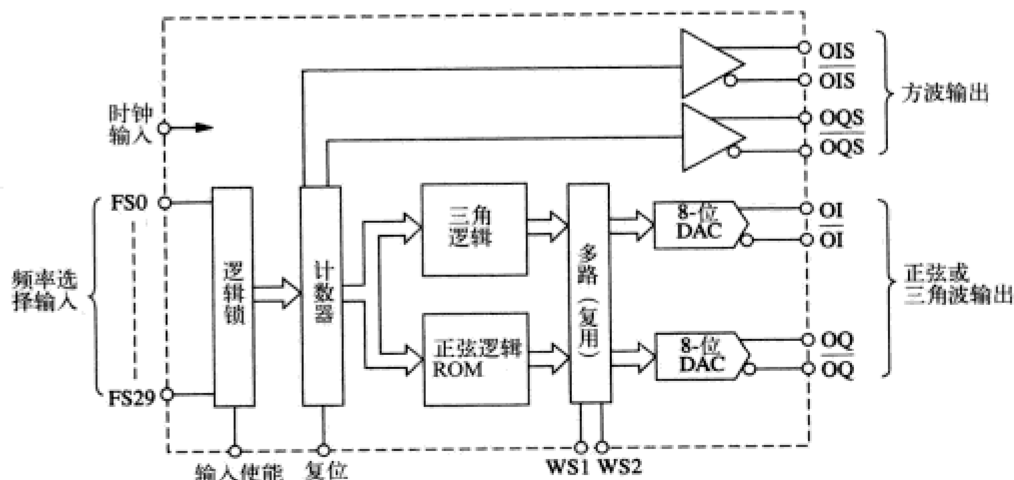
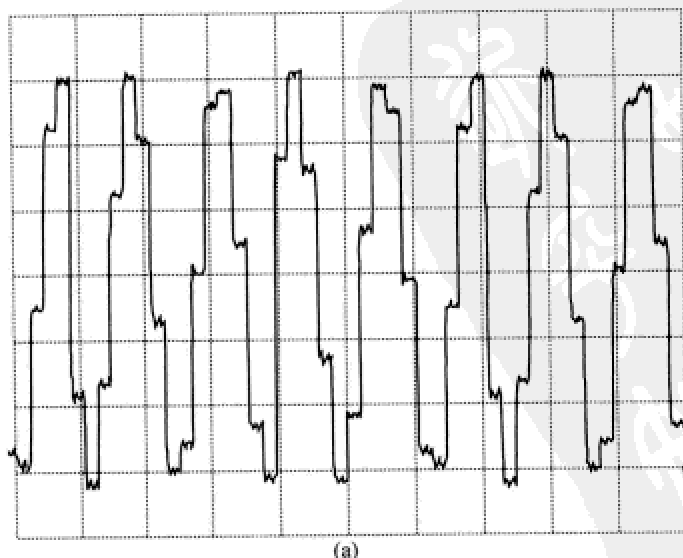


图 9-18 SP2002 直接频率合成器方框图。这个设备在时钟频率为 2.5GHz 的选择性操作中可以使用，但在这里是不连续的。但这是直接数字合成器的典型结构



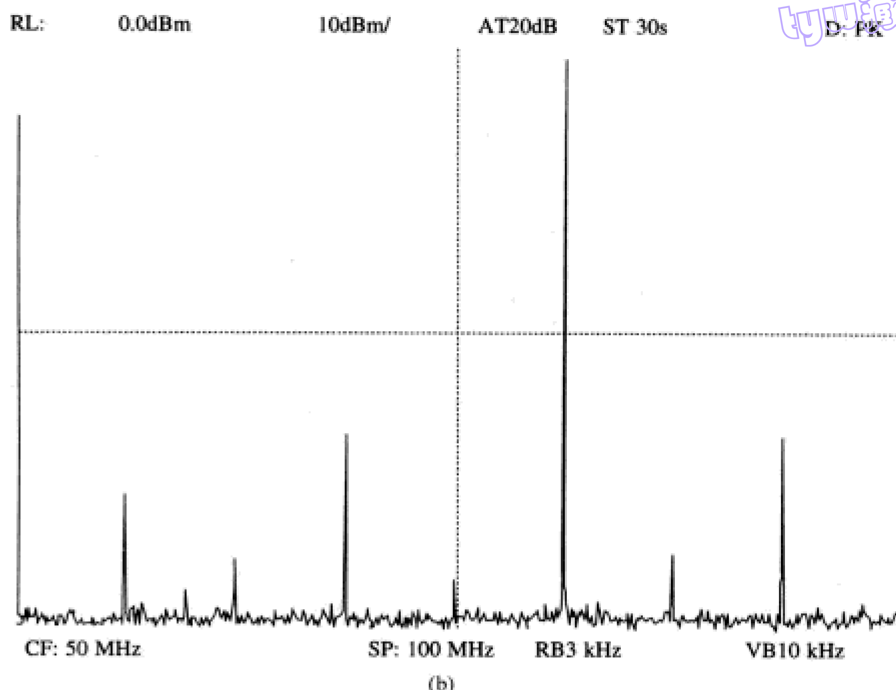
(a)

图 9-19 直接数字合成器在时域和频域的输出

(a) DDS 时钟频率为 400MHz、f_{out} 设定为 62.5MHz 的输出（在阶跃处的摆动是所使用的数字存储示波器产生的假象）

(b) (a)图所示的波形的频谱图(0～100MHz)

（摘自 "Direct digital synthesis, aspects of operation and application"，D.May，1991 年 11 月 IEE 电子分会关于直接数字频率合成的研讨会，分类号 NO.1991/172。得到复制许可）



(b)

图 9-19 （续）

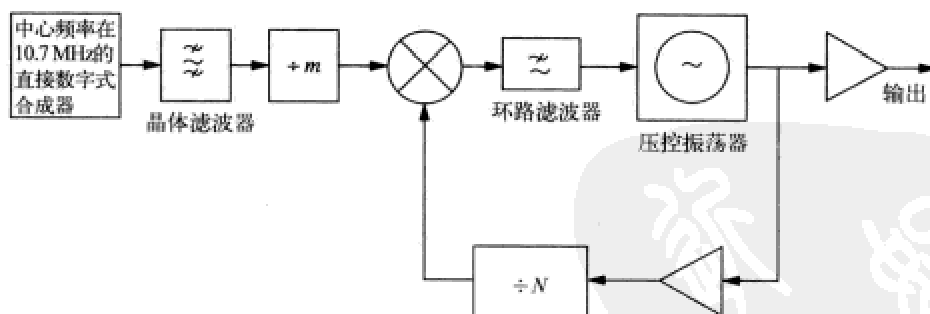


图 9-20 混合 DDS/PLL 频率合成器

（摘自 "Direct digital synthesis, aspects of operation and application"，D. May，1991 年 11 月，IEE 电子分会关于直接数字频率合成的研讨会，分类号 NO.1971/192。得到复制许可）

参考文献

1. Robins, W. P. *Phase Noise in Signal Sources*, IEE Telecommunications Series: 9 Peter Peregrinus
2. Scherer, D. Design principles and test methods for low phase noise RF and microwave sources. RF and Microwave Measurement Symposium, Hewlett-Packard
3. Burgoon, J. R. and Wilson, R. L. SC-cut quartz oscillator offers improved performance. *Hewlett-Packard Journal*, **32**(3), 20 (March 1981)
4. Gardner, F. M. *Phaselock Techniques*, John Wiley, New York (1966)
5. Truxal, J. G. *Automatic Feedback Control System Synthesis*, McGraw-Hill, New York (1955)
6. Sherer, Chan, Ives, Crilly and Mathiesen, Low-noise RF signal generator designs. *Hewlett-Packard Journal*, **32**(2), 12 (February 1981)

128 ~ 129

第 10 章　射频功率放大器

本章讲述射频功率放大器设计和测试的基础知识。这些内容区别于射频电路设计的其他章节，其原因在于它会非常频繁地涉及非线性电路。在使用分析技术来设计线性系统的时候，需要牢记这种非线性特性。同样的问题也限制了许多计算机建模程序的仿真精度，这意味着建立设计电路的原型十分必要。射频功率电子学中，热的计算非常重要，下文也涉及了这些内容。但是在深入分析热计算之前，首先介绍安全问题。

10.1　需要考虑的安全隐患

射频功率放大器存在很多安全隐患，这是在设计、加工和测试电路时需要牢记于心的。

10.1.1　铍氧化物

铍氧化物是一种白色陶瓷材料，常用于功率晶体管、衰减器和高功率射频电阻中。它是像灰尘一样的高致癌粉末，所以千万不要尝试去拆开一个功率晶体管。任何被损坏的器件，如果怀疑它含有氧化铍，都应该装入密封的塑料袋里，按照危险废物的处理程序来处理。不能把已经烧坏了的功率晶体管放在盒子里，而应该妥善保存以便进行适当的处理。

10.1.2　高温

功率放大器中的许多器件会变得非常热。如果放大器已经工作了一段时间，那么就应该小心不要用手指触摸，以免烫伤。在开发阶段初期，要尽可能快地完成功放电路试验板的测量过程。在不做测量的时候，应该关掉功放。

10.1.3　射频高电压

高功率通常意味着高电压的存在，特别是在电路中高阻抗的地方。而且，很低频率的电压抖动射频可能造成严重的烧毁。一定要注意。

10.2　设计的第一个选择

设计时，要做的第一个决定是关于放大器的工作状态。对于低功率段（低于 100mW）来说，工作于 C 类工作状态很难实现，对于 B 类工作状态来说，保持好的线性状态也同样很困难。除非是要求设计一个低功率的、必须十分经济地提供电流的发射机，否则，FM 发射机最好的工作状态是 B 类，而 AM 和单边带调制发射机则是 A 类。在比较高的功率（100mW 以上）范围，

FM 系统或其他对线性要求不高的应用领域，一般选择 C 类工作状态，对线性要求高的设备，如 AM 和 SSB（单边带）发射机，则选择 B 类工作状态。第二个决定是自己设计一个放大器或者买一个放大器模块。如果需要的设备是在一个标准通信频段，并且使用标准的供电电压，那么也许可以找到适合这个功能的模块。即使用这个模块达不到预期要求，可以通过报价来获得一个基准，以判断计划的分离元件设计的价值。是自己设计还是购买一个放大器，最终还是取决于工程中产品的数量。如果数量比较少，那么使用模块可能是最好的选择，因为单个放大器元件成本的小小的节省，会把做分离元件设计的开销更多地弥补回来。对于数量较大的情况，比起模块的成本，用分离元件设计开销更多。对于较低的功率段，应该注意到，大多数的功放模块是厚膜层混合物结构的，为节省空间，可能导致很难为分离元件的设计留出足够的空间。对于一个需要高增益的高功率放大器，应该考虑使用功放模块作为分离元件输出级的驱动源。谐波滤波器同样需要选择模块还是分离元件。谐波滤波器模块不像功放模块一样通用，但是，有许多专门的滤波器设计和制造公司，他们愿意按顾客的要求设计滤波器。因为他们专门做滤波器的设计和制作，可以使滤波器的制作成本比自己公司内部更便宜。

10.3 稳幅电路、驻波系数保护、射频路径开关

许多应用电路都需要一个驻波系数保护电路。这可以通过在功放的输出端连接一个定向连接器来实现。接在耦合输出口的二极管检波器，能够以直流电平的形式监控反向功率，并且这个直流电平可以启动减幅电路。减幅电路通过减小驱动电路或者输出级的供电电压，来减少输出功率，也可以通过其他方法，例如使用一个 PIN 衰减器。(后者还可以用来稳幅，它由正向功率监控电路的输出控制，服从反向功率保护电路的优先控制。) 在 MOSFET 级，另外一种减少输出功率的方法是减少栅极偏置电压。如果输出级的能力相当强（也就是说不会超过输出器件耗散功率的额定值）那么，驻波系数保护器可能仅由输出级的限流器组成。有一种在控制电路中不需要使用这样的高耗散功率额定值器件的方法是使用电流监控器。采用定向耦合器的方法，来降低输出功率。例如可以通过减少驱动电路的供电电平，限制输出级的耗散电流。功放输出可以通过高功率 PIN 二极管开关，传输到不同的谐波滤波器，并且/或者传输到起降低功率作用的衰减器。

10.4 设计的第一步

通常对于功放和谐波滤波器结合的电路，设计标准规定了输出功率以及谐波水平的目标参数。这就导致了鸡和蛋的情况，对于谐波滤波器，要求已知功放的谐波水平，而对于功放输出功率，则要求了解谐波滤波器的插入损耗。作为指南，宽带应用电路应由谐波滤波器设计开始，而窄带应用电路则应由功放设计开始。对于宽带匹配的推挽放大级，以假设二次谐波低于基波 20dB，三次谐波低于基波 6dB 开始。对于宽带单端放大级，则以假设二次谐波低于所需输出 6dB 开始。对于窄带的设计，0.5dB 插入损耗的谐波滤波器是一个合理的起始点。一旦试验电路板加工完成，这些数据就会被更新。选择一个带通还是低通谐波滤波器，取决于有几个变量。如果工作频率范围只是中心频率的很小部分，那么带通滤波器的设计是很好的解决方案，因为更高频率的阻带特性可以用给定阶数的滤波器来实现。带通滤波器通常包括一个逐渐增加的谐振元件的阻抗，这可能导致高电压的出现。这种情况会限制带通滤

波器设计在高功率电平下的应用。

10.5　低通滤波器设计

首先对截止频率的定义做一个解释。截止频率是一个频率极限，在这个频率点上滤波器的插入损耗超过了名义上的通带波纹的值。除了巴特沃兹滤波器（0dB 通带波纹的切比雪夫滤波器）和 3dB 波纹的切比雪夫滤波器以外，都不是 3dB 的频率点。

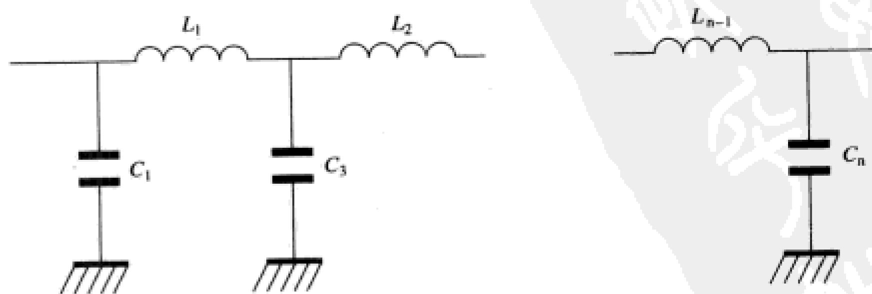
10.5.1　切比雪夫滤波器

当带外衰减速度要求不是很高，并且需要一个好的阻带特性时，可以考虑使用切比雪夫滤波器。切比雪夫滤波器的设计方法是基于标准滤波器设计的查表法。这些表里的数据是被归一化为输入阻抗 1Ω 和截止频率 1Hz 的值，单位是法拉和亨利。为了选择需要的滤波器（对于给定的通带波纹系数），可以使用图中在阻带里表示为截止频率倍数的给定点上提供的衰减值。一旦选定滤波器的阶数和通带纹波，就可以从表格中读出那些数据，并且可用图 10-1 中给出的公式来反归一化。

10.5.2　椭圆滤波器

椭圆滤波器能够实现比切比雪夫滤波器更陡峭的截止，但是却降低了阻带的性能。这种滤波器类型最好用于工作在很宽频率范围的功放，因此，要求在大于其最大工作频率处有陡峭的截止特性，以便较好地阻止最小工作频率的谐波成分。椭圆滤波器的另一用途就是当作简单滤波器，用来降低功放级的二次和三次谐波，这个功放级已有一个由高 Q 值输出匹配电路产生的相当好的谐波滤波器。其设计方法类似于基于标准曲线和归一化数据表的切比雪夫滤波器。

[132]



$$L_n = \frac{K_n R}{f_m}$$

$$C_n = \frac{K_n}{R f_m}$$

K_n 是查表得到的规一化的元件值
f_m 是滤波器的截止频率
R 是需要的滤波器阻抗，比如说 50Ω

图 10-1　滤波器：从规一化值到实际值的转化

10.5.3 电容选择

通常用于谐波滤波器电容的介质主要有三种类型：云母、陶瓷（NPO）和瓷片。镀银的云母电容器可用于高频频谱的谐波滤波器。它们体积比瓷片电容更大，并且通常不用贴片形式。其优点是在高频滤波器中有比较大的电容值和很小的误差，误差很容易达到 1%。NPO 是一种常用的类型，并且容易制作成贴片形式。它是三种材料中最便宜的。但是它们的局限性在于低 Q 值和低额定电压，这限制了它们的可用功率范围。陶瓷电容有非常高的 Q 值。它们在射频段的表现经常比生产商给出视为的还要好。为了避免引入电感，这些电容通常被做成贴片形式。它们的封装不是工业标准的 0805 或 1206，而是边长为 0.05 或 0.1 英寸（1 英寸相当于 2.54 厘米）的立方体。0.05 英寸品种的电容，其额定值为 100V，更大尺寸的品种，额定值是 500V。这种类型的电容是最贵的，大约是 NPO 类型电容的 20 倍。更大的（并且是更贵的）类型的电容可以工作在射频额定电流达到 10A 非常高的功率下。在选择电容时，重点考虑的是额定电压、误差范围、合理的可用尺寸以及适合的损耗。生产商通常不会给出电容的额定损耗，所以可以用同样尺寸的电阻的额定值作为参考。电容的损耗能按下文中介绍的方法来计算。对于并联电容，用引入的 Q 值计算出一个等效的并联电阻，然后计算出这个等效电阻上的射频损耗。同理对于串联电容，也可以用等效的串联电阻计算射频电流和相应的损耗。

10.5.4 电感的选择

谐波滤波器有四种主要选项，都依赖于其工作频率。铁氧体磁芯的电感可以用于高频段。设计者一定要非常注意，未饱和的铁氧体导致了功率损失和磁芯的加热。可能的话，空心电感更适合。空心螺线管电感能用于高频到超高频，并且不会受到饱和的影响。损耗来自于电磁辐射和电阻发热。电阻发热的损耗包括使用的屏蔽盒上的涡流产生的损耗。贴片电感，例如 Coilcraft 生产的那种电感，可以使用于 VHF 和 UHF 频段，RF 输出功率可达到大约 1W。这些电感的 Q 值很低，典型值大约只有 50，并且误差范围很宽（10%），由于这些原因，它们仅用于空间要求非常高的地方。在尼龙架垂直安装的电感，有比较好的 Q 值（有屏蔽盒时大约为 150）和较好的大约 5%的误差范围，如果安装可调的磁芯，还可以微调。带屏蔽盒和没有带屏蔽盒的类型都有。在制造商给出的数据里没有提供额定损耗值，但是会发现实际的谐波滤波器，在 RF 输出功率为 10W 时，热得简直不能碰，建议将这个值作为实际应用时的限制。如果是自己绕制的电感，那么最好的方法就是对其施加功率，然后观察线圈到底会有多热。如果线上的瓷釉沸腾并溅开了就说明它已经太热了。印制螺线管具有可以控制的误差范围以及低成本的优势，缺点是占用印制电路板（PCB）的面积太大，并且 Q 值的范围只有 50~100。在印制螺线管的上方与下方，高度大致与螺旋半径相等的区域内，应该保证没有任何东西，以避免影响其 Q 值。印制螺旋管的应用只局限于 VHF 频段。严格说来，最后一个类型不能说是真正的电感，传输线可以当作电感使用。在 UHF 甚至更高的频段，这种方法很有用。方程 1 和方程 2 给出了阻抗到传输线长度的变换公式，或者也可以从 Smith 圆图上读出。考虑到线的损耗以及加工公差的影响，特性阻抗 Z_0 应该在可实现的范围内尽可能地高。宽的低阻抗传输线比起窄的高阻抗传输线来，具有更小的公差。

方程 1 一端短路的传输线的等效电感

$$L=\frac{Z_0\tan\theta}{2\pi f}$$

Z_0是传输线的特性阻抗；θ是传输线的电长度，单位 rad

方程 2　长度较短的阻抗 Z_0 的高阻抗传输线串联负载 Z 后的等效电感

$$L=\frac{(Z_0^2-Z_1^2)\tan\theta}{2\pi f Z_0}$$

Z_1是负载阻抗的模值

10.6　分离元件功率放大级

对于一个采购来的模块，大部分的设计步骤都已经做好了（尽管可能还要增加一个谐波滤波器）。因此，本章余下的大部分内容都是关于如何设计分离元件的功率放大器。在设计一个 [134] RF 功率放大器时，第一步要决定的是选择单端结构或者推挽结构。一个推挽放大器具有输出二次谐波电平较低和输出功率容量较高的优点。较低的二次谐波电平使得宽带放大器更为简单，因为每个谐波滤波器都可以做得能够覆盖一个较宽的通带。单端放大器设计的优点是使用的器件比较少，所以相对比较便宜，占用板子的空间也比较少。一旦结构选定了，下一步需要考虑的就是出现在晶体管上的负载阻抗。

10.6.1　输出匹配方式

有两种方法可以获得出现在射频晶体管漏极或者集电极上负载的阻抗。第一种是使用方程 3 给出的公式，集电极电容的数据可以从生产商提供的数据表中查到。未知的数据是 V_{sat}。因为放大级使用 0.5V 的第一次近似时，功率达到 5W，那么 1V 时，其功率就会大于 5W。这是一个非常粗糙的近似，最好通过实验去得到一个更为精确的数据。第一种方法忽略了内部可能存在的电阻变化。实际的情况是精度会随着频率升高而下降。第二种方法是使用由晶体管制造商提供的大信号 s 参数或者阻抗数据（如果没有这些数据那么应该使用一种方法）。请注意，这些数据不是器件的“视在”阻抗，而是器件负载阻抗的共轭复数，对整个器件来说，这个阻抗提供了输出功率和工作状态优化性能。也就是说生产商已经为客户做了一些试验。如果要使器件工作在不同于生产商用来描述器件特性的另外一种方式，那么只有用第一种方法给出的方程。生

方程 3

$$R_L=\frac{(V_{CE}-V_{sat})^2}{2P}$$

V_{sat}是强制打开晶体管时集电极与射极之间的压降；V_{CE}是集电极与射极之间的直流偏置电压；P是输出功率，R_L是输出负载电阻

产商以几种不同的方式给出输出阻抗数据。一种是以表格或图形（用笛卡尔坐标系形式）的方式表示阻抗的实部与虚部。另一个是可能给出并联电阻和电容的表格或者图形。需要注意的是这些阻抗数据是以电阻和电抗串联的形式给出的。负的电容表示感性阻抗。s 参数的数据可以用表格形式或者用 Smith 圆图的形式给出。一旦确定了要对什么样的阻抗做匹配，下一步的工作就是如何去实现阻抗变换。对于窄带设计，如下文将要介绍的输入匹配那样，可以用集总参数元件或者传输线电路进行匹配。对于宽带设计，除非集电极的负载阻抗的值接近于电路的输 [135]

出阻抗（在那种情况下，可以直接并联一个电感来提供直流偏置，并起到抵消集电极电容的作用），否则，就需要一个宽带的 RF 变换器。变换器的使用使得设计中增加了一个限制条件，那就是集电极的负载阻抗必须是输出阻抗的整数次或分数次幂。这可以参考下文中讨论输入匹配的相关章节。如果一个并联的电抗性元件的阻抗比电阻性元件的阻抗大，那么，就可以忽略这个电抗性元件。否则，仍然要用输入匹配章节中所描述的方式来处理。宽带变换器中通常以铁氧体磁芯为基础。为避免铁氧体饱和，磁芯应该足够大。为单端放大级集电极提供的直流供电需要经过分离的扼流圈，以避免增加变换器磁芯中的磁通量。在推挽式结构的放大级中，线圈应该进行合理布局，每一侧的直流电流可以抵消彼此间的磁通量。

10.6.2 集电极/漏极最大电压

晶体管上的最大电压是为其提供的最大直流电压的两倍。应当选择击穿电压超过这个值的晶体管。生产商已经把射频功率晶体管优化到了一个标准的工作电压上。选择一个设计供电电压高于所需工作电压的晶体管，就可以在工作电压下提供额外的安全裕量。但这也许会牺牲一些效率，因为更高电压的器件可能会有更高的 V_{sat}。标准的供电电压是 7V、12V 和 28V。这些标准供电同样可以用于功率放大器模块，此外 9V 也会用于这样的模块。这些电压与手持设备、移动设备（车载）、固定（基站）设备相关。28V 的供电电压也常用于军用的移动（地面和空中）设备中。应该有一些电压裕量来应对供电电压的变化。例如，从 18V 到 32V 的电压可以适合于名义上是 28V 的直流供电电压，如果把脉冲和浪涌都考虑进去，那么，供电电压的漂移可以更高一些。也许有必要规定一个更小的范围，以确保功率放大器工作于特有的状态，低于这个范围时，输出功率的能力减少；超出这个范围时，整个功放自动停止工作。在输出功率非常高的功放级中，即使供电电压是 28V，所需匹配的电阻也非常小，因而匹配电路很难实现，而且效率也不高。用 2 个、4 个或者更多的单个模块级联会十分昂贵。这时使用高一点的供电电压会非常有效。如先进功率技术（Advance Power Technology）的 ARF473 双 MOSFET 功率晶体管，它的 BV_{DSS} 是 500V。这样单一模块中的器件，在高达 150MHz 的频率下，用 165V 供电，就可以提供 300W 的功率输出。

10.6.3 集电极/漏极最大电流

电流的消耗量取决于放大器的工作状态，A 类最容易计算电流，因为它只有偏置电流。对于 B 类，其峰值电流由方程 4 给出。而对于 C 类，其峰值电流是一个关于导通角的函数。导通角越小，峰值电流越大。其公式由方程 5 给出。

方程 4

$$I_{peak} = \frac{2(V_{CE} - V_{sat})}{R_L}$$

方程 5

$$I_{peak} = \frac{2\pi(V_{CE} - V_{sat})(1-\cos\theta/2)}{R_L(\theta - \sin\theta)}$$

10.6.4 集电极/漏极的效率

这部分是关于放大级输出效率的问题。忽略由于输入驱动的耗散和偏置元件上的耗散造成的功率损失。集电极/漏极的效率是整个放大器效率中最重要的组成因素。A 类是效率最低的模式，理论上其最大效率只有 50%。这个数据忽略了 V_{sat} [①]的作用，它使实际值小于理论值。当导通角从 A 类的 2π 逐渐减小时，放大器的工作效率也就跟着提高了。方程 18 给出了理论上最大效率的计算式。方程的说明由参考文献 1 给出。图 10-2 给出了这个函数的曲线。通过这个图，可以看到理论上 B 类的效率（导通角为 π）是 78.5%。通常引用的 C 类导通角为 120°（2π/3 rad），但是在实际情况下，导通角的大小很难控制得非常精确。理论上，导通角为 2π/3 时的效率最大为 89.7%。

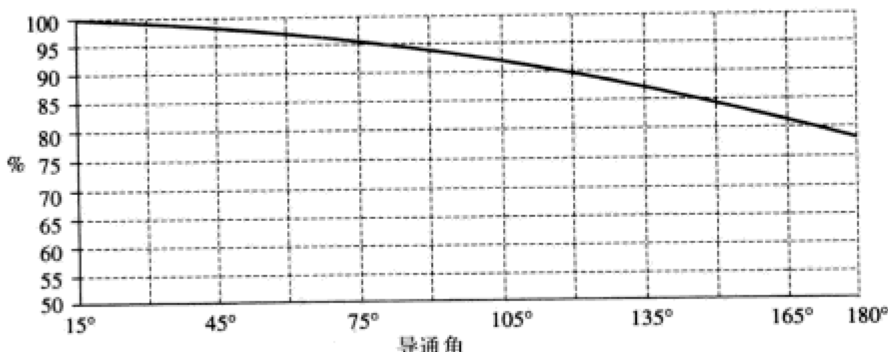


图 10-2 功率放大器效率

10.6.5 功率晶体管的封装

功率晶体管的封装有很多不同的形式，并且不断有新的封装形式开发出来。图 10-3 给出了一系列最常用的类型，是按照耗散率来排列的。SOT223 封装是飞利浦公司、西门子公司和 Zetex 公司生产的。这种封装对于 1W 表面贴片器件，似乎已经成为一个工业标准。在选择 TO39 器件的时候应该加以注意，因为有一些晶体管有一个与集电极相连接的管壳，这使得这些器件的结构变得很复杂，因为使用的任何散热器都必须在电路上与管壳相隔离。非钮扣的陶瓷封装（例如 SO8 那样）部分依靠接地板通过射极引脚将热量传导出去，因此，射极应该直接与铜的一个大的区域相连接。如果是更大的尺寸，可以选择法兰装配或钮扣装配的器件（钮扣装配的器件同样有 TO39 封装晶体管）。有最高耗散率的器件是法兰装配的。对于法兰装配的器件，有另外一个选择：用一个隔离的法兰或一个用于连到地的法兰。如果你用背面是金属的双层 PC 板当作散热器和接地板，那么后者是比较好的选择。否则，这个选择取决于机械布局结构。在散热器没有与接地板相连，而接地板靠近 RF 功率晶体管的情况下，选择隔离法兰的类型比较合适。如果是设计一个推挽放大器，那么双晶体管封装比较好，因为两个器件之间的分布电感比起两个分离器件之间的分布电感来说小很多。还有一个优点是匹配的双导线被封装在一起。用于共基极设计的放大器通常只用于高功率的射频放大器，这里就不对此类器件做更详细的讨论。

137

① 集电极饱和电压，也就是，对给定的器件和负载最小可能的集电极/射极电压。

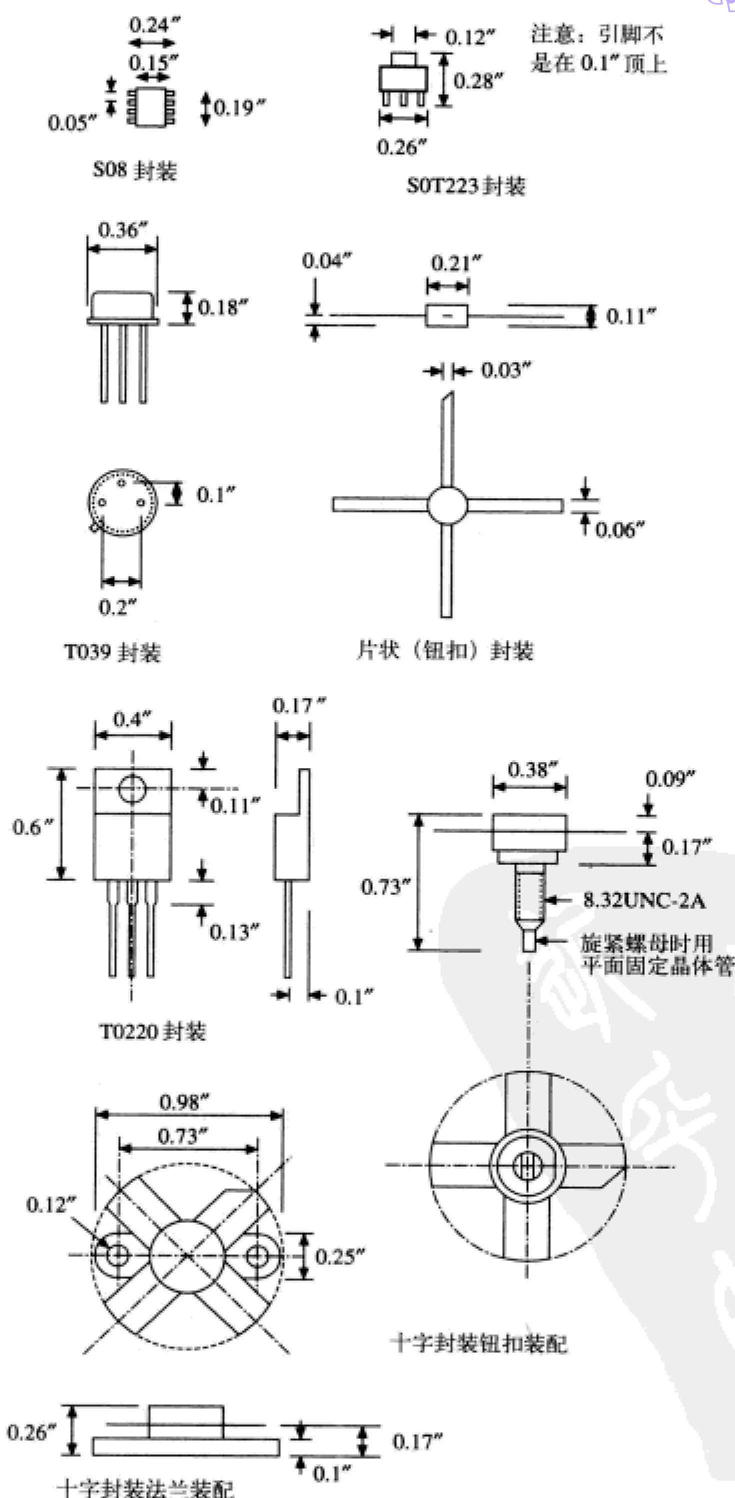


图 10-3　功率放大器封装

0.2″ 0.22″
0.42″
0.25″
0.16″
0.16″
0.5″
0.98″
法兰装配

0.1″
0.26″
0.29″
0.56″
0.32″
0.1″
0.15″
0.8″
法兰装配

隔离的法兰
0.98″
0.725″
0.23″
对共射极／源极情况法兰连接到射极／源极
对共基极情况法兰连接到基极

0.37″
用包裹的金属将两个器件的源极连接到法兰
0.25″
0.11″
对推挽式的情况有一对装配法兰

139

图 10-3 (续)

10.6.6 增益预期

生产商在他们的数据表中标明的增益是用他们的测试电路测试得到的。如果使器件工作在不同的工作状态，带有一个不同的负载阻抗，或者带有一个反馈回路，或者有额外的没有包含在制造商电路中的阻尼，那么就会发现增益和表中的数据不一样了。如果器件标明工作在 C 类，却工作在 B 类，那么增益会增加（1 或 2dB）。如果改到 A 类工作状态，增益会增加得更多。负载阻抗的选择会影响增益和效率。你可以决定牺牲一些增益以得到更高一些的效率，反之亦然。

10.6.7 散热设计和散热器

散热设计是 RF 功放设计的重要组成部分。功率晶体管可能是其中主要的热源。计算功放晶体管功耗的最简单方法是计算输入功率与输出功率之差。输入功率的简单计算公式：

输入功率 P_{in} = DC 集电极/射极电压×DC 集电极电流 + 输入驱动功率

输出功率是传送到输出负载上的 RF 功率。通常生产商的说明书会给出晶体管结温度的最大允许值以及从结到壳的热电阻。有些时候，生产商会给出晶体管的最大功耗或者提供一条额定参量曲线。这时，在额定参量图中最大结温的位置作为容许耗散为 0 的点。可以从图中曲线的斜率得到热阻的值。对于熟悉电子设计的人来说，它有助于从热电路到对应电子电路的转换。功率耗散变成了电流，温度变成了电压，热阻成了电阻。一个最小的热电路，包含一个热源（像电流）以及两个定位到一个恒定温度源的串联电阻。第一个电阻是器件从结到壳的热阻，第二个电阻是散热器到周围环境温度的热阻，它通常是一个常数。这些热阻的单位是摄氏度每瓦特。周围环境温度的值应该作最大的估计，如果设备将要在户外使用，那么考虑到阳光的加热，还应该增加。实际应用中的电路可能会更复杂一些，需要叠加上其他的热源（例如散热器上固定了超过一只晶体管），并且如果需要使用支架，还要加上支架的热阻。接触电阻同样扮演很重要的角色。为了尽量减小接触电阻，接触面应该尽可能平坦，并且要用非常薄的散热片来构成散热器。通过这些信息，对于特定的散热器，可以计算出器件结温所能达到的最大值。让器件在最大温度条件下长时间地工作可不是一个很好的主意，因为这样将会很大程度地降低器件的可靠性。

10.6.8 偏置

通常在功放级 MOSFET 比双极性晶体管更容易实现偏置，因为 MOSFET 较少受到热失控的影响并且不会从其偏置电路中汲取电流。但缺点是 MOSFET 的栅极阈值电压存在很大偏差。140这意味着要么设计合适每个器件的偏置电路，要么使用某种形式的有源偏压控制电路。最简单的方法是使用一个可变电阻来实现偏置。如图 10-4 所示。调整可变电阻就可以调节到任意所需的电流，由于栅极阈值电压是随温度变化的，因此，如图中所示，可以增加一个电热调节器进行补偿。图 10-5 是一个有源偏置的例子，它不需要校准来补偿栅极阈值电压的变化。对于 A 类功放级这是一个很好的解决方法，因为 A 类需要一个稳定的偏置电流。尽管电路变得更加复杂，但是校准开销的减少可以补偿增加额外器件的开支。如果设置的驱动电流少于 A 类工作状态所需的电流，那么这个电路可用于工作在其他可变的工作模式。在这种情况下，导通角的大小取决于驱动的功率。对于小功率的驱动，它会工作在 A 类状态。随着驱动功率的提高，在输出的正半周期，晶体管开始出现截止状态。这种畸变为输出波形提供了直流分量，从而增加了电流的消耗，控制电路可以通过减少栅极的偏置电压使电流消耗稳定在其设定值。这样的情况一直持续到栅极电压为 0V 或者晶体管在输出的负半周开始出现饱和状态时为止。改变导通角的副作用是增益随着驱动功率的提高而减少。在控制环路的带宽内，这会导致 RF 频率分量包络的失真。究竟这种失真是有利还是有弊取决于应用的方式。在 HF 频段，可以使用图 10-6 所示的电路为双极性晶体管作 A 类工作状态的偏置。如图所示，可以得到温度补偿。在设计电路布局时，射极与地之间的射频路径要尽可能短。在射极串联的任何电感都会导致放大级增益降低，并且会影响放大器的稳定性。如果存在稳定的驱动功率，可供选择的办法如图 10-7 所示。这种方法的优点在于射极直接到地，从而使分布电感的值最小，因此可以在较高的频率下使用。MOSFET 的可变有源偏置电路可以像图 10-8 所示那样使用。这种方法减少了对供电电压的依赖。简单的 B 类偏置由图 10-9 给出。二极管和 RF 晶体管之间的热的强耦合对于保证其热稳定141性是必要的。当射频驱动功率不存在时，晶体管中的偏置电流与二极管中流过的电流大致相等。加上驱动功率以后，基极电流就会增加。这造成流入二极管的电流减少，因此造成偏置电压降低。如果设计者不想让放大级工作于会造成增益的减少和包络失真的 C 类状态，那么，就要确

保在驱动功率达到其最大值的情况下，二极管电流不会降到 0。闭环偏置控制是不现实的，因为电流固有地依赖于驱动功率的大小。图 10-10 给出了最简单的 C 类工作状态的偏置电路。可以在扼流圈上串联一个电阻，这时由于基极电流的原因，会使得基极/射极结反向偏置。如果确实用到这种方法，那么应该注意，即使在最坏的情况下，不要超过基极/射极结的反向击穿电压。最大基极/射极反向电压由方程 6 给出。

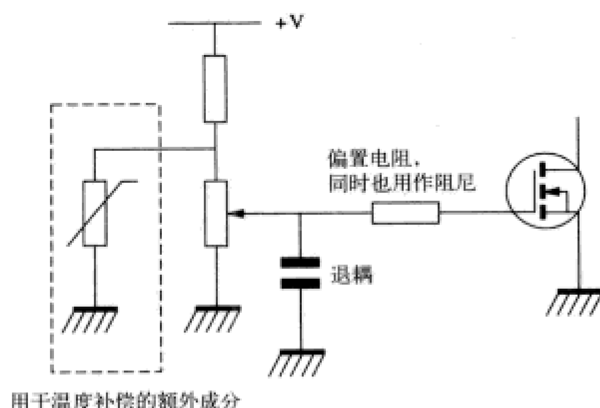


图 10-4　简单的 MOSFET 偏置电路

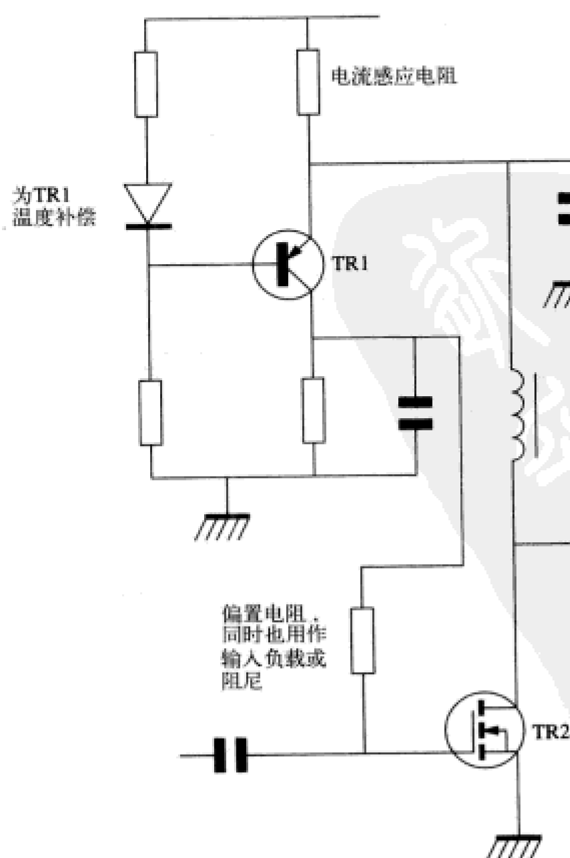


图 10-5　改进的 MOSFET 偏置电路

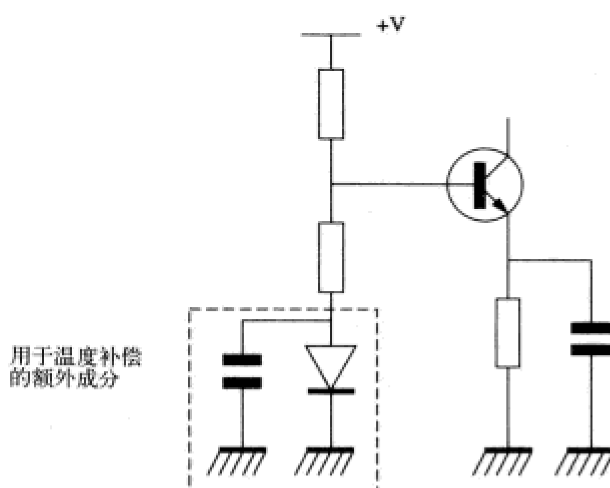


图 10-6 简单的双极性晶体管偏置电路

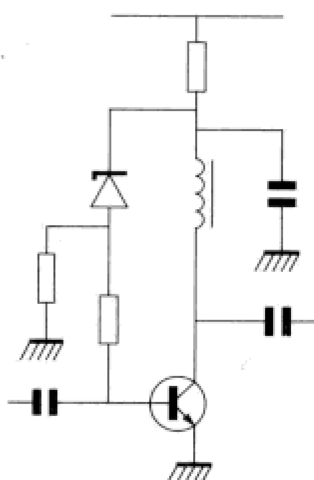


图 10-7 改进的双极性晶体管偏置电路（1）

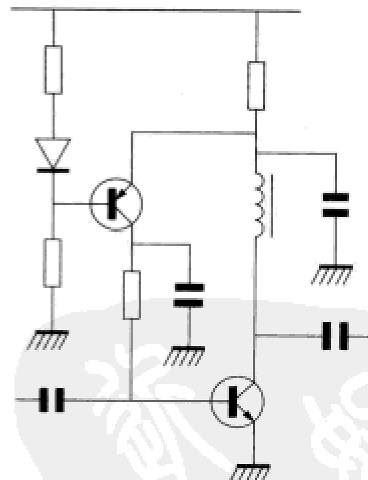


图 10-8 改进的双极性晶体管偏置电路（2）

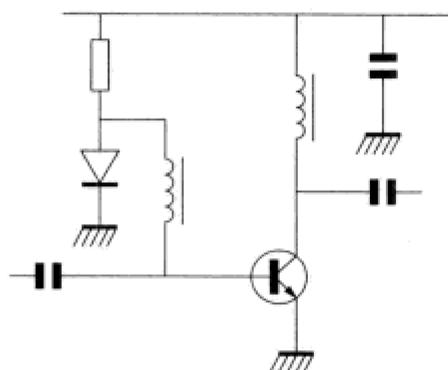


图 10-9 简单的双极性晶体管 B 类工作的偏置电路

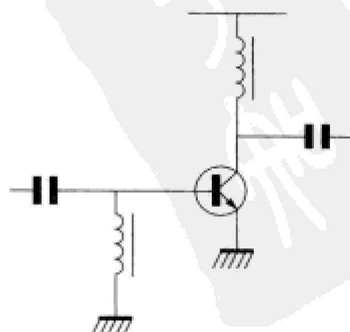


图 10-10 简单的 C 类工作的偏置电路

方程 6

$$V_{peak} = \sqrt{2P_{in}R_{in}} + R_b I_b$$

P_{in} 是器件的输入功率

R_{in} 是晶体管的输入电阻

R_b 是基极偏置电阻

I_b 是基极偏置电流

142~144

10.6.9　反馈器件的选择

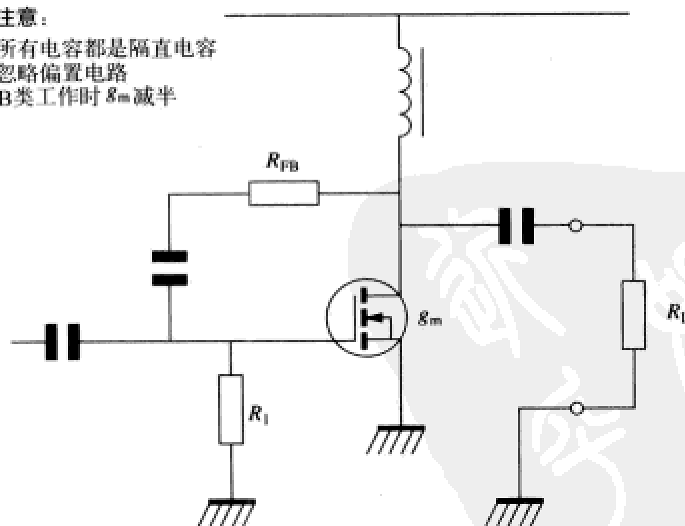
功放级的反馈通常由连接在晶体管的漏极/集电极与栅极/基极之间的电阻或复阻抗元件组成，或者较少的情况是由连接在源极/射极与地之间的一个电阻组成。在高于 HF 和大于中间功率的情况下，后者应该避免使用。因为所需的电阻通常很小，并且很容易被电路的杂散成分淹没，这样会导致高频时的增益和功率输出下降。在 MOSFET 级漏极到栅极的反馈经常用于辅助稳定和控制增益。如图 10-11 所示。漏极到栅极的反馈电阻有以下作用。

（1）减少方程 7 中的栅极负载。

（2）减少方程 8 中的输入阻抗。

（3）由于（1）和（2），导致方程 9 显示增益的减少。

（4）由于反馈网络的功率耗散，效率下降了。反馈电阻中的消耗功率由方程 10 给出。



G_v 是电压增益

$$G_v = \frac{g_m R_{FB} R_L - R_L}{R_L + R_{FB}}$$

方程7

$$L_d = \frac{G_v}{g_m}$$

方程8

$$Z_{in} = \frac{R_1 R_{FB}}{R_{FB} + R_1(1 + G_v)}$$

方程9

$$G_P = \frac{G_v^2 R_1 R_{FB}}{R_L(R_{FB} + R_1(1 + G_v))}$$

方程10

$$P = \frac{V_P^2(1 + 1/G_v)^2}{R_{FB}}$$

145

图 10-11　漏极/栅极反馈（电阻）

方程 9 中的增益忽略了电路中包括晶体管中的电抗性器件在内的所有电抗性器件的作用。器件中漏极/栅极间的电容与外部的反馈电阻并联，可以看作一个负反馈网络的一部分。在一定的频率范围内，对电路的调节可以补偿反馈电容作用的影响。如果反馈电容的电抗比反馈电阻大，那么在电阻上串联一个电感就可能满足全部需要的补偿。方程 11 给出了推荐使用的电感值。最终网络是终端接电阻的一个两级的低通网络。电路在 F_{max} 的位置产生一个峰值增益，这取决于网络的 Q 值。当反馈网络的电抗与反馈电阻相等时，就可以使用图 10-12 中的反馈网络。其中电感的值是方程 11 所给电感值的两倍，电容值等于晶体管反馈电容的值。反馈网络的选择取决于要求的增益平坦度水平。对推挽放大级有另一种方法来减少反馈电容的影响。这种方法如图 10-13 所示。因为它会有效地引入正反馈使用这种方法要注意。反馈电容的大小随特定型号器件的不同样品而存在极大的变化。

方程 11

$$L=\frac{CR_{FB}^2}{1+(R_{FB}2\pi F_{max}C)^2}$$

C 是晶体管反馈电容

R_{FB} 是反馈电阻

F_{max} 是最高工作频率

146

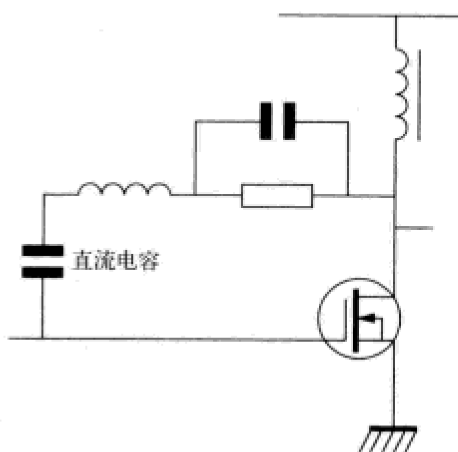


图 10-12 复杂的反馈

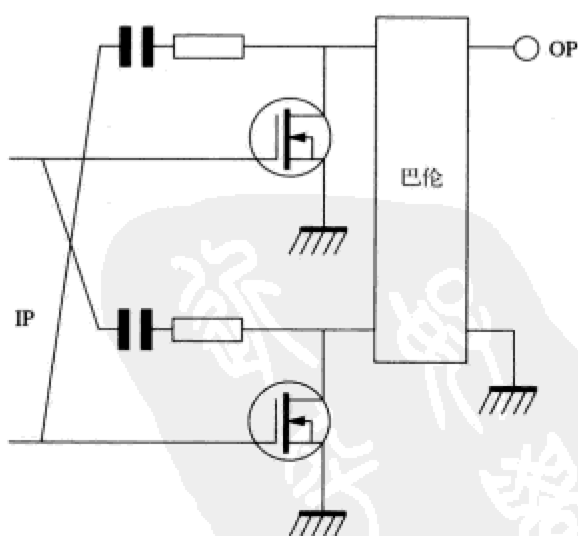


图 10-13 交互中和

遗憾的是，制造商一般不会给出最小反馈电容的值，而仅仅提供典型值或最大值。对于大多数器件来说，最大值是典型值的两倍。假设分布均匀，可以推测，比较好的最小值是典型值的一半或者是最大值的 1/4。为了不降低电路的稳定性，跨接的电容不应该大于这个最小值。电阻值最好通过实验来获得。它们可以保持在高频下的稳定性。

10.6.10 输入匹配

讨论普通类型的器件（如双极性晶体管）时，必要的讨论就会变得很模糊。对于任意特定

的匹配问题仍然有许多解决的方法。尽管如此，还是有一些通用的意见：关于在PA（功放）输入匹配中所需要的匹配电路类型以及如何来设计这些电路。一般来说，双极性PA晶体管的输入阻抗是几欧姆量级的电阻加上一个电抗分量。在低频情况下，这个电抗分量呈容性，而在高频情况下呈感性。其交叉点是在VHF波段中央。电阻分量的值随着功放级功率的升高而下降。在VHF或更高的频段，特别是在更高功率的器件中，器件内部的封装包括了阻抗匹配电路。这 147 些器件并不是直接匹配到50Ω，而是将较低的输入阻抗提高到一个非常容易匹配的阻抗，虽然这个阻抗仍然低于50Ω。图10-14给出了这类匹配电路的典型结构。内部匹配的并联电容与外部电路相比较而言其优势在于将其一端直接贴在作为晶体管芯片的一部分的同一个接地点上。一个简单的通用匹配电路是由两个集总参数元件组成的电路。通常这种类型如图10-15所示是低通型。求其电抗值的方程见方程12和13。从中导出电感和电容的值由方程14和15给出。这些都是为了在两个阻抗之间进行匹配。在低阻抗一端所有电抗分量都可以包含在匹配电路的串联阻抗中。这个电路Q值由方程16给出。可以使用三个元件的匹配电路来控制这个电路Q值。图10-16给出三元件的匹配电路，PA晶体管制造商通常将这种电路作为测试电路使用。因为使用了两个可变电容，因而这种电路可以通过改变电容值来进行很大的阻抗范围的匹配，但是其代价是提高了Q值。如果需要宽带匹配，那么可以考虑使用其他类型的匹配电路。包括宽带的变换器，传输线元件和更复杂的集总参数元件的电路，例如图10-17所示的4元件电路。超过4个元件的匹配电路，增益就会很小。当然这些方法可以根据要求混合使用。这种混合使用的一个很好的例子是一个宽带传输线变换器与集总参数元件匹配相结合。宽带变换器受限于阻抗变换比，通常这个阻抗变换比是整数的平方。当变换器与集总元件或者与传输线段匹配相结合时，这种限制就不存在了。对需要大变换比的情况，这种方法的优点在于可以用集总参数元件从非常接近需要阻抗的阻抗位置开始匹配，这样就有非常低的Q值。通常有一些集总参数匹配成分可以包含在宽带变换器中。实际的射频变换器并非理想状况，因而存在寄生成分，可以模拟为集总参数器件。这些寄生成分可以用作匹配集总参数元件的一部分。考虑4：1减小的变换器作为一个例子。由于结构不是理想状况，它通常有一个小的串联电感。这个电感可以通过增加并联电容将其转换为一个集总参数阻抗。如果电容放在较高阻抗的那边，那么阻抗变换比将会增加，放在较低阻抗的那边，就会下降。如果这个变换器需要从50Ω向下变换，理论上可以使用25Ω传输线，但这也许并不非常实用。一个实用的技巧是使用一般的特性阻抗是50Ω的传输线，这样有意地增加变换器的串联寄生电感，因此，增加了变换比可以调整的范围。由这种方法造成的额外的电感量可以用方程2来计算。在实际应用中，连接引线等因素都会对这个电感的值产生很大的影响，因而，在使用之前需要先进行构造、测量和调整。在一个实际的设计中，可能不得不从理想的RF结构中分离出很多其他的部分。一个良好RF设计的诀窍是利用结构产生的限制其优势的寄生成分。无耗宽带匹配的限制因素是器件输入阻抗的Q值。为了突破这个限制，必须在器件以外使用一些电阻牺牲一些增益来减少Q值，或者允许一定的失配。宽带MOSFET输入阻抗是一个极好的例子，它使用电阻来限制输入匹配的Q值。在这种情况下，通常使用一个并联电阻来提供大部分的输入负载。一个MOSFET晶体管的输入阻抗主要呈容性，因此如果没有并联电阻就不能成为宽带的匹配。在输入阻抗中，反馈电阻是很重要的部分，并且在一些电路形式中是输入阻抗的主要部分。148

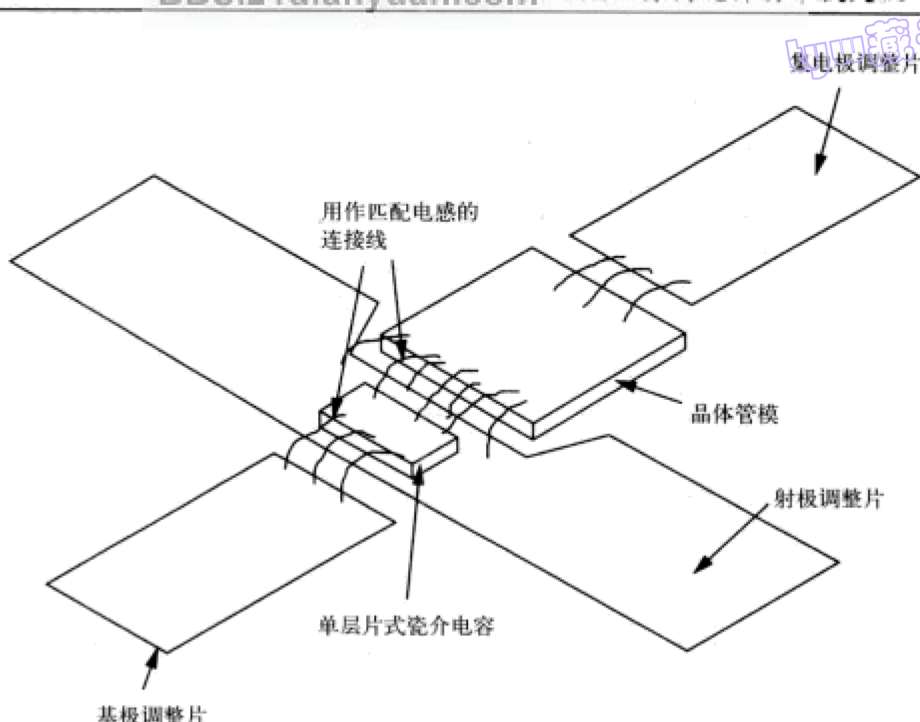


图 10-14 具有内部输入匹配的晶体管

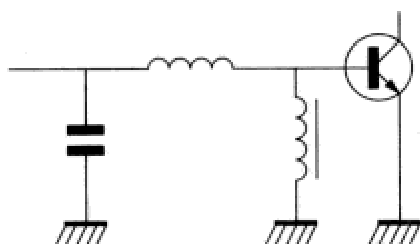


图 10-15 双元件匹配电路

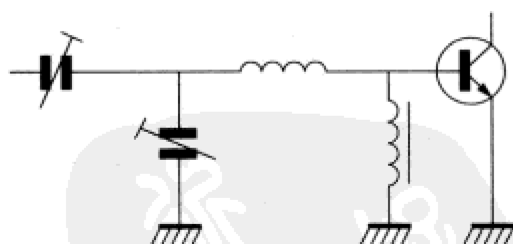


图 10-16 三元件匹配电路

方程 12

$$X_{Series} = \sqrt{R_L R_H - R_L^2}$$

R_L 是需要匹配的低的阻抗

R_H 是需要匹配的高的阻抗

方程 13

$$X_{Shunt} = R_H \sqrt{\frac{R_L}{R_H - R_L}}$$

方程 14

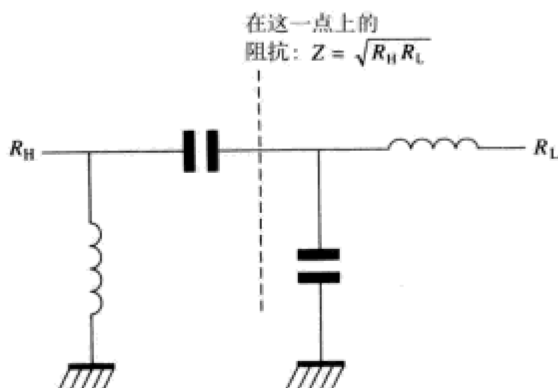
$$L = \frac{\sqrt{R_L R_H - R_L^2}}{2\pi f}$$

方程 15

$$C = \frac{1}{2\pi f R_H} \sqrt{\frac{R_H - R_L}{R_L}}$$

方程 16

$$Q = \sqrt{\frac{R_H - 1}{R_L}}$$



149

图 10-17 四元件匹配电路

10.6.11 稳定性考虑

在 PA 设计中，稳定性是一个十分重要的课题，同时也很难做到准确。MOSFET 通常有比三极管具有更好的稳定性。由于呈现非线性的作用，所以基于 s 参数（附录 2）的稳定性标准并不总能预测出潜在的振荡。三极管有一个反向偏置的二极管作为集电极基极结。它的表现类似于一个变容二极管，会导致倍频或者分频。在宽带 C 类工作的放大级，分频是一个很常见的问题，这是过驱动或者是没有足够高的有用输出电压的标志。MOSFET 管在漏极与基底之间有一个寄生的二极管，也会产生同样的影响。频率相除是很令人烦恼的问题，因为器件的增益通常在低端频率时比较大。评估稳定性的最好的方法是通过广泛的测试。仔细的布局设计和增加有抑制作用的器件是克服稳定性问题的最好方法。开始就应该包括基/栅极阻尼电阻。需要限制任何由偏置扼流圈和匹配变换器产生的谐振的 Q 值。有另一个选择：可以将阻尼电阻作为一个偏置注入通道，这样可以节省一个电感。但是，在三极管的 C 类工作状态放大器中，并不推荐用这种方法，因为基极漏电流可能会导致基极射极结的反向偏置太大。作为一般经验规则，使用电阻的值是基极/栅极输入阻抗的 4 倍。如果能在输入端避免使用阻尼电阻，那么在输出端就不需要阻尼电阻了，因为这会恶化输出的功率。如果振荡出现在比要求的工作频率范围低的频段，那么在输入和/或输出端，如图 10-18 所示，就可以使用选择频率阻尼，也不用在阻尼电阻上消耗太多所需的功率。一种广泛用于 MOSFET 管的稳定性并有很高低频增益的技术是使用反馈电阻。即使低频增益很高，也不影响工作频段的增益，它们能很好的防止频段低端的振荡。

150

10.6.12 布局考虑

作为一般规则，频率要求越高、功率要求越大，实现就越困难。布局设计的时候，必须注意到所用电路每个部分的阻抗。对于低阻抗部分的电路，应该主要考虑减少串联分布电感。对于高阻抗部分，则应该考虑减少并联分布电容。地回路，特别是携带有射频电流的地回路，应该做得尽可能短。分布电感的来源包括器件引脚、与同轴线连接的导线以及在那个点上传输线特性阻抗比工作阻抗更大时的传输路径长度。分布电容的来源包括 PCB 板上布线不均匀以及在那个点上传输线特性阻抗比工作阻抗更低时的传输线。

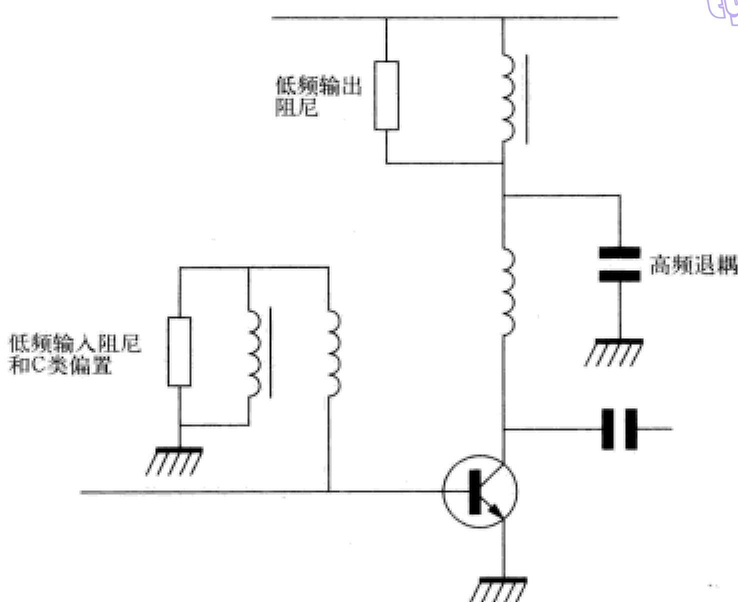


图 10-18 阻尼电路以改善可用性

10.6.13 结构技巧

良好的散热与好的射频布局习惯相结合的要求，经常需要在 PCB 板上加上一块很大的金属板。如果需要散热片提供一个良好的 RF 接地，那么逻辑上，PCB 板上的金属板要厚。这时金属板既是散热片部分，同时也是接地部分。如果散热片与 PCB 板是分离的，那么应该避免反复地拆装，因为这在机械上会导致固定好的元件过应力。钮扣封装的晶体管为避免引脚受力，在先用螺钉固定好之前，不应该直接焊在 PCB 板上。 151

10.6.14 测量操作

输出功率通常由一个功率计测量。功率计可分为两大类：基于负载上的热检测和基于二极管检波器。在出现谐波电平较高的时候，两种类型功率计都会给出错误的数据。热检测的方法可以测出所有的功率，包括谐波功率。给出由于二次载波作为谐波时造成的误差 E 由方程 17 给出。一旦一个谐波是在一个明显水平，并且那个与基波相关联的程度是已知的，那么这个方程可以用来计算校正因子。二极管检波器类型的功率计能够根据谐波相位与基波相关的相关度指示功率的高或者低。

方程 17

$$E = 10\lg(1+10^{-d/10})$$

d 是待测信号与二阶信号的差，单位 dB

方程 18

$$\eta = \frac{\theta - \sin\theta}{2(2\sin(\theta/2) - \theta\cos(\theta/2))}$$

θ 是弧度表示的导通角

频谱分析能够用于测量功率并且其读数不被谐波水平影响。尽管如此，用频谱分析仪测量

绝对功率却没有测热功率计测量得准确。功放级的谐波输出可以仅用一个频谱分析仪来测量，使用一个合适的高功率衰减器来使输出功率降低到一个对频谱仪来讲比较安全的水平。在测试功放与谐波滤波器的组合时，谐波输出电平会比频谱分析仪内部产生的用于检测的谐波还要低。为了避免这个问题可以使用图 10-19 中的测试方法。它用带阻滤波器来除去传输频谱中的基波，剩下能用频谱分析仪测量的谐波。衰减器在测试时为电路提供一个合适的负载。对于高次谐波，带阻滤波器可能会带来过多的损耗。在这种情况下，测量时可以使用高通滤波器代替带阻滤波器。在负载不匹配的情况下，稳定性是一个应该着重考虑的问题。在现实世界中，完全匹配的负载并不存在——实用的 PA 必须容忍一定的失配。对于功放设计稳定性的测试，应该在所有相角的 VSWR 最坏的情况下进行。在非线性电路中，供电、温度和驱动功率也对稳定性产生影响。测试这些变量排列的状况是一个非常耗时的工作，但是对于一个良好的功放设计，这是不能省略的。图 10-20 给出了一种失配的改变相位，监控输出频谱的方法。在整个工作频段上，移相器产生的负载应该能够在 Smith 圆图的整个外部圆环上来回移动（从短路到开路，并可以再绕回来）。这可以用终端短路的一段“长号”（一段可变长度的同轴线或者“线性延长线”）来实现，或者如参考文献 2 所述，用一段集总参数延长线实现。

152

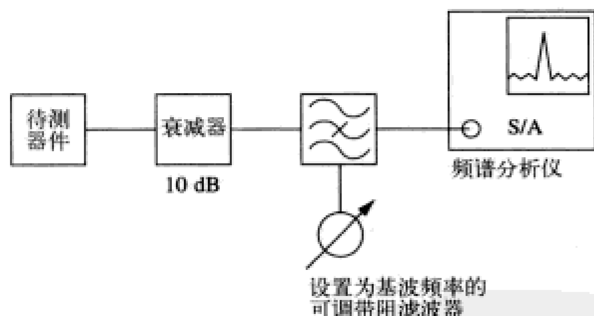


图 10-19 功放/谐波滤波器组合测试

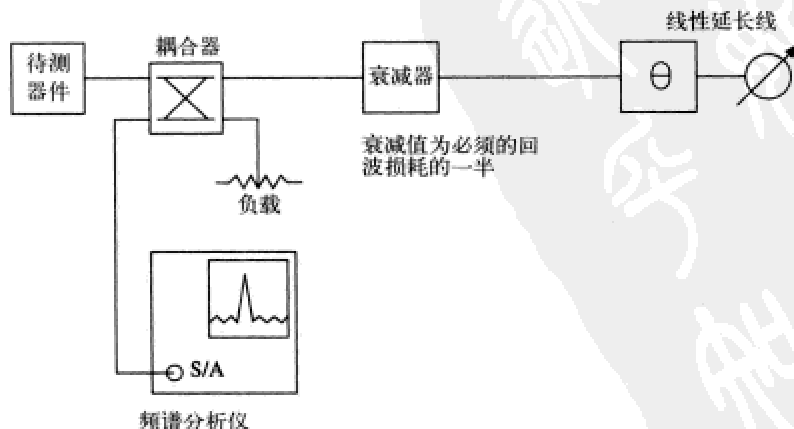


图 10-20 高负载电压驻波比（VSWR）下的功放测试

与线性电路不同，PA 级的输入阻抗是驱动电平和供电电压的函数，在实际应用中，必须在设计的驱动电平下测量其输入阻抗。如果被测器件是一个没有进行匹配的或已有的匹配电路没有提供良好匹配的晶体管，为得到比较准确的测量结果，测量系统的驱动电平就要比电路本身

所需的驱动电平高。需要的驱动电平经常会高于网络分析仪输出功率的能力。图 10-21 给出了一个用于测试输入阻抗的典型测试电路。应该在被测器件所接入的负载为器件的工作负载，并且输出端有适当的匹配电路的情况下进行测试。由于输入端未进行匹配，与测试系统之间存在失配，造成很大的反射，所以用提高测试系统的驱动电平来补偿反射损耗的方法并不实用。在这种情况下，开始就需要设置某种输入匹配。如果测试之前就已经描述了这些匹配电路的特性，那么器件的测量读数就可以用来计算器件实际的输入阻抗。由于高功率级的输入阻抗通常只有几欧姆，对于最初的匹配电路，一个好的选择是采用 2∶1 的射频宽带降压变压器。它可以将测试系统的 50Ω 电阻变换到 12.5Ω 的工作电阻。第 3 章中已经介绍了一些合适的变换器。无论是在被测器件还是测试系统中，网络分析仪扫描线上的短时脉冲波形干扰和逐步减低是不稳定的标志。在这些情况下应该增加一个阻尼电阻或者在驱动电路的输出端加上一个衰减值较小的衰减器。如果显示的输入阻抗落在 Smith 圆图以外，说明这绝对是一个潜在不稳定的电路，可以使用增加阻尼电路的方法将阻抗点拉回到 Smith 圆图内。在使用中，一个放大器将会和附近工作在不同的频段上的其他放大器共同存在，例如，共用一副天线杆的另一个发射机。在这种情况下这些输入的信号将会和输出级放大的信号相混合产生一系列其他频率的信号。这些信号称为反向互调信号。为了检查这些互调信号不会大到干扰其他的无线电通信的程度，就不得不对其进行测量。在实验室测试这个参数时，需要采取一定的措施来防止由测试仪器设备中产生的互调信号，因为这些互调信号会使结果恶化。可以按图 10-22 推荐的测试方法来测试。如果产生的电压波纹电平太高，那么可以在功放级的输出端使用一个带通滤波器，或者将 PA 功放级的线性化设计得更好。 [153]

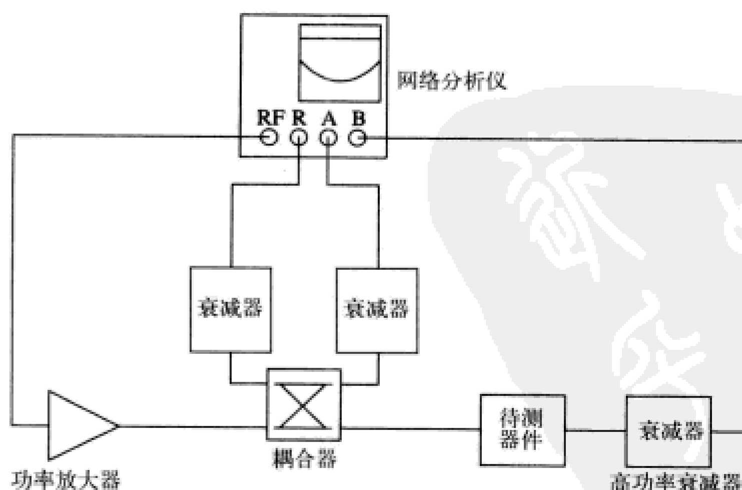


图 10-21 输入端电压驻波比（VSWR）的高电平测试

参考文献

1. Smith, J. *Modern Communication Circuits*, McGraw-Hill, New York
2. Franke, E. A. and Noorani, A. E. Lumped-constant line stretcher for testing power amplifier stability. *RF Design*, March/April, 48–57 (1983)

[154 ~ 155]

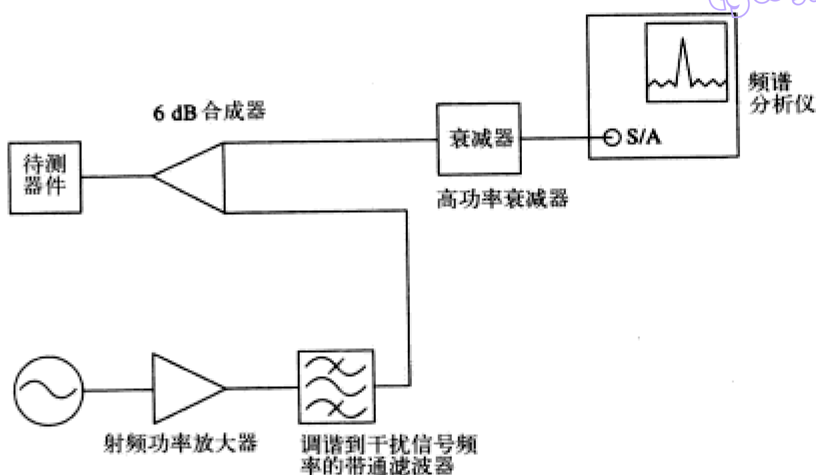


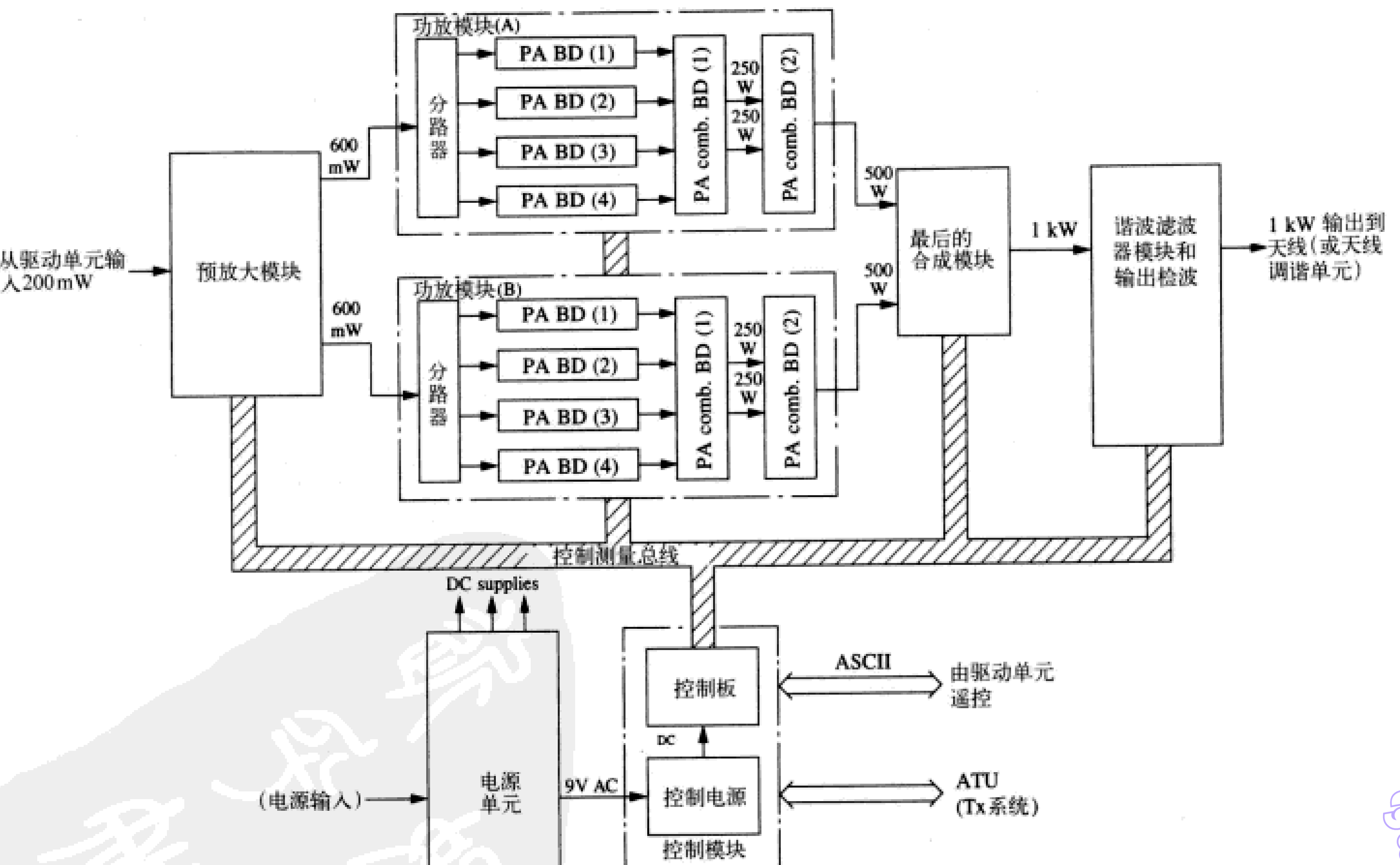
图 10-22 反向互调测试

第 11 章　发射机和接收机

前面几章已介绍了用在发射机和接收机中的所有的电路功能，当把它们放到一起作为发射或接收设备，或实际上成为一个发射机/接收机（T/R，如图 11-4 和图 11-8 所示）时，还有一些其他的因素需要考虑。下面将加以介绍。

图 11-1a 所示为 1kW 高频发射机的方框图，这种发射机可以用于商用或军用点对点通信。低功率固态甚高频调频（VHF FM）发射机的方框图与其非常相似，这种发射机可以在主发射机信号不足时用作替代发射机。基带信号由编程输入的信息、语言或音乐信号组成，现在常为立体声信号。对基带信号的处理能够产生单向兼容的和信号、调制到受抑制副载波上的立体声差信号以及副载波频率一半处的立体声控制信号。常常将低比特率的无线电数据（RD）信息调制到附加的副载波上，此数据携带了各种信息，如站台的身份识别、可以接收到相同节目的其他频率（这对于车载调频接收机自动搜索很有用）等。合成的基带信号调制到一个合适的中频（IF）载波上，如 10.7MHz，经过滤波后形成最终的带宽，通过混频器转化成最后的发射频率。美国曾经很流行锯齿波调制器，但它的最大相位差小于±180°。因此为了得到所需的相位差，必须进行倍频，这使得即使单信号要得到可以接受的信噪比也很困难。在广播发射机中，发射频率很少改变，即使有改变也很小，所以它的调谐电路比接收机的调谐电路简单得多。但是为了电路的安全起见，有必要采用完备的保护电路，包括采用安全开关，以防止当维修人员维修设备时功率突然增大，并且在天线发生故障时跳闸以保护功率放大器（PA），等等。总的来说，好的发射机比接收机容易设计，因为它唯一需要处理的信号就是所需信号。对于工作在百分比带宽相当窄的发射机尤其如此，例如工作在 88～108MHz 的甚高频调频（VHF FM）广播频带，很容易使混频器产生的伪输出落到发射带宽以外。在覆盖 1.6～29.999MHz 频带的高频（HF）通信发射机中，问题更尖锐。因此采用双转换方案，典型的调制到 1.4MHz 处，然后信号在转换到最终发射频率之前先转换到中频 45MHz（假设）。运用到步话机和便携式电话的低功率超高频（UHF）发射机，工作于 470～960MHz 的部分频谱，经常采用生产射频功放管的著名制造商生产的完整的功率放大(PA)模块，例如 Freescale 或 Philips 公司的功放模块。这些模块接受毫瓦数量级的信号驱动，有多种额定功率输出，并且设置了各种级间匹配。尽管固态发射机目前正接近千瓦数量级，但这个频带的高功率发射机，例如 IV/V 波段电视（TV）发射机，仍采用电子管功率放大器。

图 11-2a 和图 11-2b 所示分别为单次和双次超外差接收机的方框图，这种接收机可以分别作为优质的短波、中波和长波调幅（AM）收音机和高频（HF）通信接收机。在单次超外差式调幅接收机中，典型的中频频率范围是 455～470kHz，它的中频带宽为 8kHz 甚至小到 5kHz，允许对临近信道的信号进行最大程度的隔离（中波信道间隔在欧洲是 9kHz，在美国是 10kHz）。接收频率通常限制在短波频带的较低频率，这是由于镜像频率（中频的两倍）仅仅从所需频率处移动了不到 1MHz。在高频单次超外差接收机中，采用的典型中频频率为 1.4MHz，即使是这样其镜像性能也很差。所以直到现在，在专业的高频通信接收机中一直采用双次转换的系统。双次超外差接收机把镜像频率移到了甚高频（VHF）频带，并且简单地采用前置滤波器就可以防止这个镜频信号进入第一混频器。

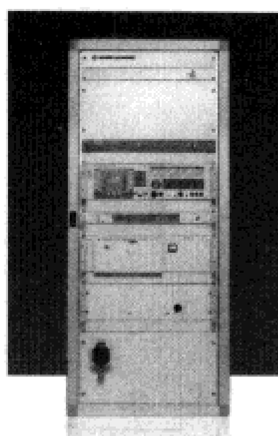


注意：1. 内含方框图(1)和(2)安装在功率放大模块中
　　　2. 预失真方框图出现在预放大器中

(a)

图　11-1

(a) 现代 1kWHF 发射机方框图



(b)

图 11-1 (续)

(b) Rohde 和 Schwarz YK2900 1 kW 发射机，覆盖频率 1.5~30MHz，可以安装可选择的加密插入声音合成器（承蒙 Rohde and Schwarz 股份有限公司授权复制，www.rohde-schwarz.com）

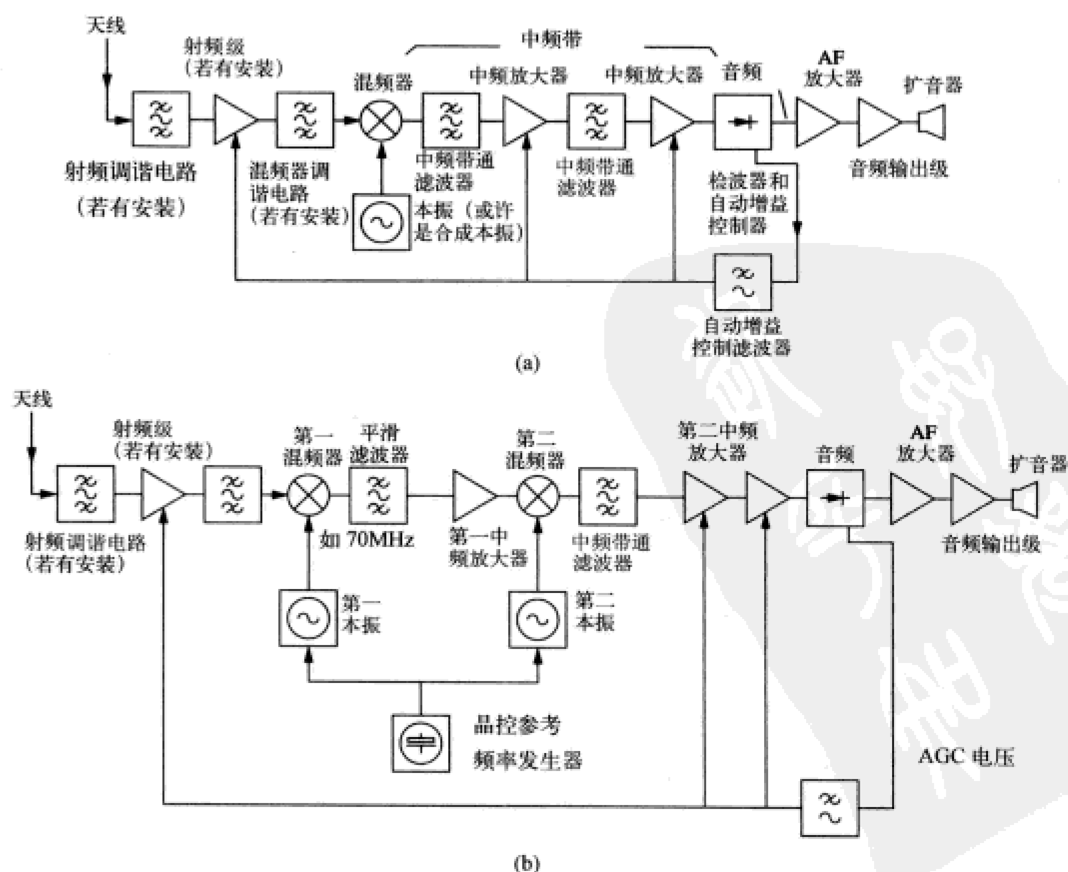


图 11-2

(a) 单次转换超外差接收机。几个滤波器用于使中频带信号通过

(b) 双次转换超外差接收机。合成的第一本振和第二本振均由晶体控制

由于其他原因也需要提高第一中频的频率。如果在第一混频器的R端口输入中含有很多不需要的信号（通常是双边带调制DBM），那么在中频除了所需信号外还有其他信号输出，它们是各种“寄生响应”，这是由于双边带调制的缺陷造成的，而混频器制造商则试图减少这种缺陷，例如可能存在由于谐波混频引起的伪输出。含有非线性器件（如二极管）的混频器，将产生其输入频率的谐波，这些谐波本身是混频器的有效输入。如果中频频率为1.4MHz的单次超外差高频接收机调谐到25MHz，本振频率将在26.4MHz，它的二次谐波在52.8MHz。如果有一个不需要的25.7MHz的大信号出现，这个信号在混频器中产生的二次谐波为51.4MHz，它将与本机振荡器的二次谐波52.8MHz[①]发生差拍而输出一个1.4MHz的伪中频信号。如果混频器的R端口是平衡的，将大大降低这个信号的影响，但实际上其影响不会完全消失。通常双平衡混频器既不会产生射频信号的谐波也不会产生本振信号的谐波，但混频器的平衡并不理想。将本振的二次谐波与不需要的信号的二次谐波在混频器中产生的寄生响应称为“2：2响应”或“偏离半中频响应”，因为伪信号出现在距离想要得到的频率偏离半个中频的频率处。理论上，接收机的前端必须具有选择性，从而将这种寄生响应抑制到一定程度，使得不需要的100mV的信号不会淹没1μV的有用信号。进一步，双平衡混频器不会提高对3：3响应的抑制作用，它仅仅从调谐频率移动了中频的三分之一，对其他奇数阶响应类似。这种类型的接收机的寄生响应随着谐波次数越来越高而很快衰落，因此，通过采用第一中频适当高于30MHz的双超外差接收结构，可以完全避免这种情况的出现，因为这时涉及的谐波次数将非常高。在中频、镜像频率以及前面所述的频率处可能产生的响应都是外部寄生响应或“毛刺”的例子。大多数接收机，即使是专业的通信接收机，也会有一个或多个内部毛刺，即使天线输入端连接电阻负载，对应这些频率仍有明显的连续波输出，这是由于在合成器中有伪频谱出现或者第一本振和第二本振与标准频率之间的相互影响，另一种可能是包含在所有现代接收机中的微控制器的时钟频率产生的谐波。

超外差接收机还受到其他寄生响应的干扰，互调是其中之一。假设接收机已经调谐到一个弱的有用信号上，而此处还有两个离有用信号频率+100kHz和+200kHz的大的无用信号，两个无用信号所产生的三阶互调信号中较低的一个将落到有用信号频率。互调的产生是由于第6章所讲的电路的非线性。在专业高频通信接收机中，如图11-7中，三阶互调的性能经常通过无用信号偏离调谐频率±20kHz和40kHz来确定，在这个范围内前端调谐没有任何帮助。但是二阶互调的产生只对没有任何前端调谐的“敞开的”接收机才是问题。一个高品质的高频接收机经常是有一个调谐前端，或者一组9个亚倍频程带通滤波器覆盖1.6～30MHz的频带。在20世纪70年代出现的高动态范围的双平衡混频器引起了无前端调谐接收机的迅速发展。但是，随着高频频带的更广泛运用并由此造成的接收机工作的混乱，人们再次考虑前端调谐的真正价值。

160

让接收机设计者头痛的另外两个问题是交叉调制和阻塞（降低灵敏度）。在前者中，由于大的不需要的未调谐信号的包络调制叠加在小的有用信号上，因此不能通过任何后面的滤波来消除。阻塞的形成是由于大的不需要的未调谐信号引起有用信号增益的下降。交叉调制和阻塞通常是通过不需要的信号偏离20kHz或30kHz来确定。像互调一样，交叉调制和阻塞在各级和以最终带宽定义的第二个中频滤波器都完全是线性的接收机中不会出现。因此，大部分增益是由最终的带通滤波器后面的第二中频级产生的——那个时候出现的唯一信号，正是希望的、想要的那个频率。在前级使增益尽可能小，这样可以减小前级任何大的不需要的信号，减小前级不可避免的微小的非线性带来的影响。但必须提供足够的增益以补偿在调谐、混频等电路中的衰减，所以通过接收机输入端的所需小信号的信噪比在其输出端不会显著变差。随着所需信号电

①原书中为52.9MHz，应为52.8MHz。——译者注

平的增加，必须降低接收机的增益以使最后一级中频放大或检波器不会过载。如果有手动增益控制，操作者可以用它来控制增益，不过这通常是自动增益控制（AGC）电路的工作，将其增益“预先设定”以保持对所需信号的最佳信噪比。为了大致一致，首先降低第二中频放大器以后的电路的增益，然后有效地降低初级增益，直到最后逐渐降低射频级（如果有）增益，或者用前述的电压控制衰减器来代替。这种预先设定自动增益控制的方式与采用并行线圈降低所有受控制级的增益、或者把所有的自动增益控制加到中频级以及将一半的自动增益控制加到射频级的方式相比，性能更好。按照设计，最后的中频级即使在最大增益下降的时候也可以驱动信号和使自动增益控制检测器满度输出，或者限制那一级增益的下降或者完全不控制它。与手动射频增益控制相比，自动增益控制当然更具有优势，它可以连续调节接收机的增益以补偿由于信号衰落造成的所需信号强度的变化。典型的是，对于输入电平在 100dB 范围的变化，自动增益控制环路能提供足够的增益使输出信号的变化保持在 5dB 甚至更小。当然自动增益控制并非没有问题，例如广播台的短波（和中波，在黄昏后）调幅信号的载波会有选择性地衰落，而边带不受影响，自动增益控制将提高接收机的增益而导致音频输出电平的极大地增加，而且由于没有载波，调制度将超过 100%造成严重失真。自动增益控制环路进行处理、保持和衰减的时间将根据所选择的接收模式而设置合适的值。因此调幅接收将采用短的时间常数，它（通常）有载波对接收信号的强度进行连续的指示，在单边带（SSB）模式中用到的保持和衰减时间更长。在单边带模式中，讲话暂停时，任何载波的消失将导致信号的消失：典型的增益恢复（AGC 衰减）率是 20dB/s。自动增益控制通常在信号为接收机的额定灵敏度或比之高几个分贝时起作用。对于单边带模式的高频接收机，在信号与噪声和失真的比值(SINAD)为 10dB 时，其典型电动势值为 1μV。在目前大气噪声和人为噪声电平通常很高的地方，相应的噪声系数（NF）大约是 15dB，这个电动势值对于高频频带通常完全足够。一些高频接收机自夸噪声系数为 10dB 甚至更低，当它被迫与效率很低的天线一起工作的时候，这种优势将很难发挥作用。例如工作在核燃料仓中，天线是非常短的防爆炸的鞭天线甚至被埋藏起来。一些高频接收机有一个可以旁路的射频增益级，或者在没有大信号出现时切换到旁路的射频增益级以降低噪声系数，例如，单独处在海洋中的商船可以采用这种方式的接收机，尽管在现在，海事通信通常采用卫星通信。

161

其他类型的接收机设计主要包括用于等幅度的信号，例如频率调制（FM）和多种相位调制（PM）。理论上说，这里不需要自动增益控制，规定当送给输入端的信号与输出信号一样大的时候，将中频带按第 7 章所描述的那样设计，使每一级的限制很明确。在更灵敏的接收机中，经常将自动增益控制合并以防止前级过载，例如一个车载收音机经过一个调频发射机旁时，射频级的自动增益控制将防止混频器过载。通常不能在混频器本级上提供自动增益控制。除自动增益控制以外，调频接收机也常常与自动频率控制（AFC）合并（见第 8 章）。另外还有两种接收机，都属于早期的“无线电”：零拍和超再生接收机。前者这些年来重新流行，后者也似有增生扩散的可能，不过可能会造成不好的结果。

零拍接收机是单超外差接收机，其本振频率与所需信号的载波频率相同，所以中频等于 0Hz。具体就是运用一个与图 9-3d 特点相似的振荡器同时作为本振和混频器，将回路增益调整到使电路难于振荡并且容易受外部影响，这种电路很容易调谐，因此可以将相位锁定到引入的信号载波上，这种装置也叫做同步机。引入的信号加到本机振荡器上进行调制，并且可以通过一个恰当的耦合检波器来恢复这个信号。有效地将调幅信号的上边带和下边带转换到基带，并且由于振荡器锁相到载波（与载波同相），上边带和下边带刚好分别位于载波的两端。电路也将接收单边带信号，尽管在这种情况下通常没有足够的残余载波功率来控制振荡器的

频率，因为在单边带信号中载波相对于包络峰值功率（PEP）至少降低了40 dB。由于只有一个边带，其产生的失调不超过 10Hz，结果很容易理解。（调幅信号的这种失调将导致它的一个边带比应当出现的频率低 10Hz，而另一个边带比应当出现的频率高 10Hz，产生的 20Hz 失调将混淆基带信号。）零拍接收机也接收连续波信号，通过断开一边或另一边的调谐提供听得见的拍差。类似的，零拍接收机能把频移键控（FSK）信号的两个频率转化到基带，在基带可以通过适当的窄带滤波器来恢复有用信息。但是，采用简单的零拍接收机像上面那样断开所需频率一边的调谐，在本振频率的另一边将受到来自不需要的信号的干扰。对于频移键控信号，一个更好的方法是把接收机准确调谐到两个频率的中点，这时频率出现在基带且不可分辨，直到要考虑它们的频率。相对于接收机的本振，一个是正频率另一个是负频率，如果考虑到它们的相位旋转的意义，就可以将它们区别开来。为了这个目的，有必要将两个零拍电路的输出与本振信号正交相比较（如图 11-3a 所示），如果输入频率高于本振频率，上面 I（同相）信道的信号的相位将落后于下面的 Q（正交）信道，反之亦然。因此只要标志音调持续，1（假设）就将在 D 触发器的每个周期持续出现，同样的，0 则在空音时出现。接收机的带宽（取决于低通滤波器）只需要超过音调间隔的一半，通过对允许的数据率和任何可能的失调给出适度的容限。低通滤波器的截止频率可以假设设置为音调间隔的 75%，甚至为了对干扰有更高的选择性和抗干扰性，可以采用带通滤波器。图 11-3b 所示为一个适用于袖珍寻呼机的全数据接收机，这种接收机按以下原理工作：通过超前 45°的网络 C15、R6 和滞后 45°的网络 R7、C13 提供输入到混频器的两个本振信号，这两个信号有 90°相移，这个系统之所以能工作是因为在频移键控信号中任何时刻只有一个音调出现。

162

超再生接收机利用其灵敏度方面有可观增益的优点，在早期无线电中得以发展。灵敏度可以通过反馈来实现，单级可以实现 50dB 的增益。通过反馈，将已调谐的射频信号或漏栅极检波器输出端的一部分射频信号反馈到它的输入端，如果反馈信号过大，这一级将产生振荡，其本质特性像图 9-3d 而完全不像图 9-3b。不幸的是，要充分利用反馈的优点，在调试中必须相当熟练，而很多听众没有掌握这种操作技能。在超再生接收机（音频抑制振荡器）中，带有反馈的射频放大器的环路增益随着超声波频率而改变，超声波频率周期性地高于和低于某一个频率，

163

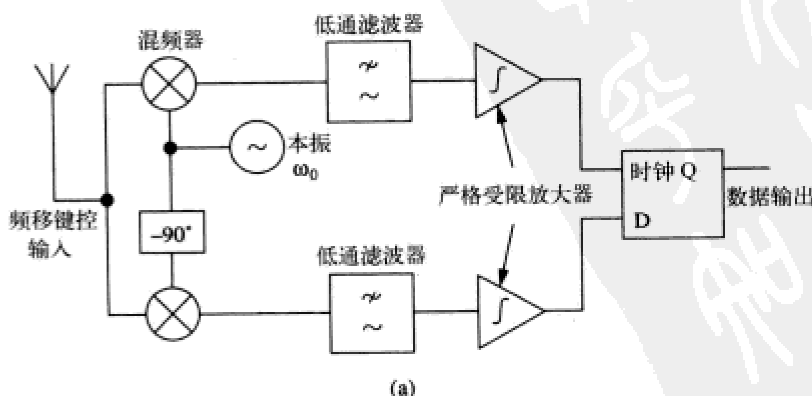


图 11-3　零拍频移键控接收机

(a) 零拍频移键控接收机方框图

(b) 完整的零拍频移键控接收机（承蒙 Zarlink Semiconductor 公司授权复制 www.zarlink.com）

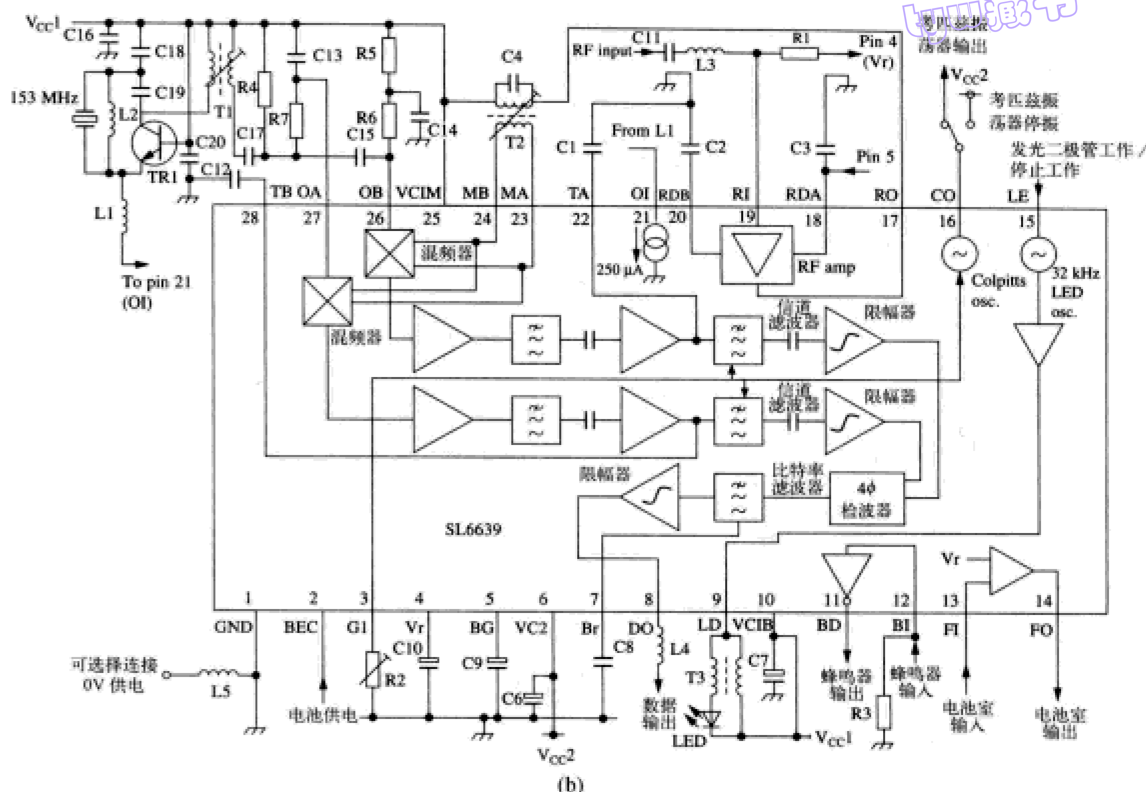


图 11-3 （续）

典型值为 100kHz（如图 11-4 所示），环路增益的改变通常是通过周期性地改变有源装置的驱动电流来实现[2]，这与零拍接收机有些相似。尽管灵敏度有很大地提高，但通过反馈并没有使选择性有很大地提高。当天线没有任何信号输入，在抑制波形的每个周期逐步建立的振荡从由输入电路噪声电平决定的初始幅度开始，并达到等于稳定振荡电平的平衡值，如果电路没有反复受到抑制，这个稳定振荡电平将持续下去。（假设电路工作于通常的“对数”模式，而不是选择工作在达到平衡之前振荡就被抑制的线性模式。）当抑制电压将环路增益降低到低于某一个值的时候，振荡会消失。为了正常工作，必须使振荡信号在衰减到低于电路的噪声电平之前，抑制波形再次引起环路增益超过某一个值。如果现在给出一个高于噪声电平的信号和调谐电路的带宽，当振荡开始的时候信号从比之前更大的幅度开始（如图 11-4 所示），则振荡将更早达到平衡电平，并且有源装置驱动的平均电流也要增加。因此，信号调制以有源装置电流调制的方式出现，所以有源装置的作用既是检波器又是放大器，振荡的平衡电平和接着发生的衰减没有受到信号出现的明显影响。对这种工作模式的详细研究表明，有源装置平均电流的变化与信号幅度的对数值成比例，因此再现具有高调制指数的调幅波的包络会明显失真。但对数特性具有显著的限制作用，导致输出电平在大信号和小信号之间的变化大大地减少——是一种内置的自动增益控制，它也限制了接收机对冲击干扰的响应，但无论如何与其他类型的接收机相比都不是问题，因为窄的噪声尖峰信号可以完全忽略，除非它出现在振荡建立的短暂时期——每个抑制周期的一小部分时间。对数特性也会导致俘获效应：当两个信号同时出现时，较大的一个信号控制了振荡的建立，几乎完全抑制了较弱信号的作用。一个分离的阻尼振荡器的电路如图 11-4 所示，也可以不用它，通过使时间常数 CR 足够长以引起振荡器间歇振荡“squegg”。当振荡器工作于自偏置的 C 类模式，并且自偏

置电路的时间常数足够长时，振荡器会间歇振荡。在间歇振荡的最后一个周期，装置的内置偏置回到了一点，该点处环路增益恰恰少于维持振荡需要的值，并且由于时间常数过大而不能在下一个周期之前恢复达到或超过这个值，因此振荡会完全消失，导致装置停止工作，直到电容 C 上的电荷放电完，并且装置再次工作使增益达到超过持续值的点。这种模式工作于自阻尼中，当信号出现时阻尼频率增加。引入的信号所携带的信息可以从阻尼频率的频率调制中恢复出来，见图 11-5a（通过采用数字存储示波器不能完全描绘射频的每一个周期，这是由于阻尼频率和射频的巨大差别）。因此超再生系统提供了一种简单、高灵敏度、廉价的电路，它再度引起了人们对这种接收机在 VHF 和 UHF 频段中应用的兴趣，如用作遥控车库门打开，汽车中央锁开关等等。不过如果这种接收机流行起来，干扰的问题将突出，因为要设计一个在振荡器频率不发射能量的电路是不可能的，在阻尼频率附近有许多边带（如图 11-5b 所示）。

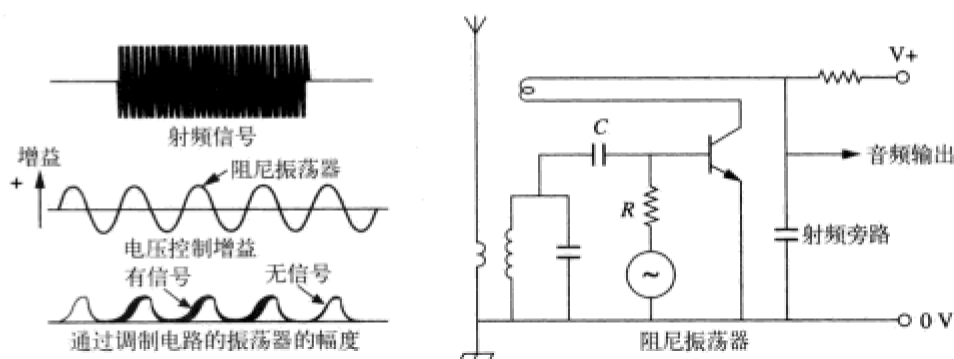
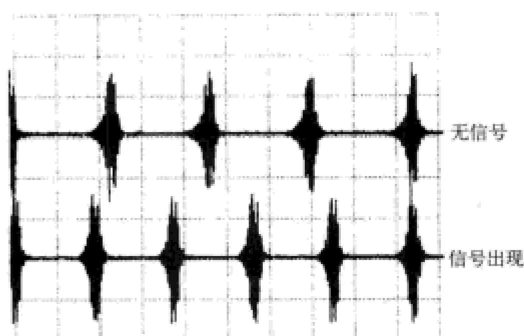
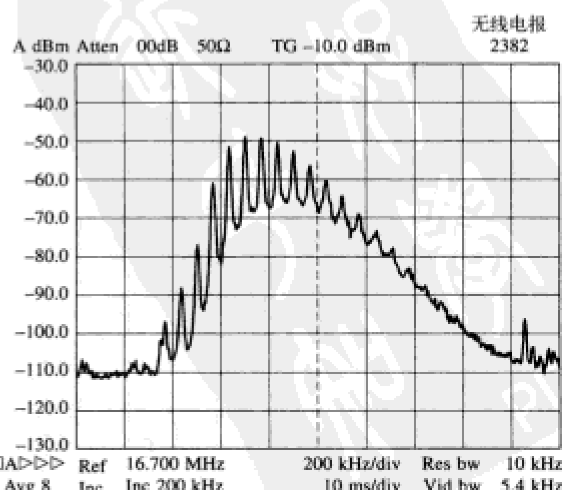


图 11-4　超再生接收机的工作



(a)



(b)

图 11-5　超再生接收机（自阻尼）

(a) 振荡电路波形　(b) 图（a）的频谱

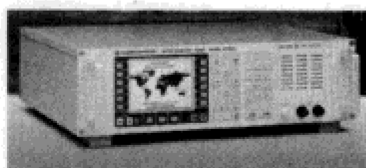
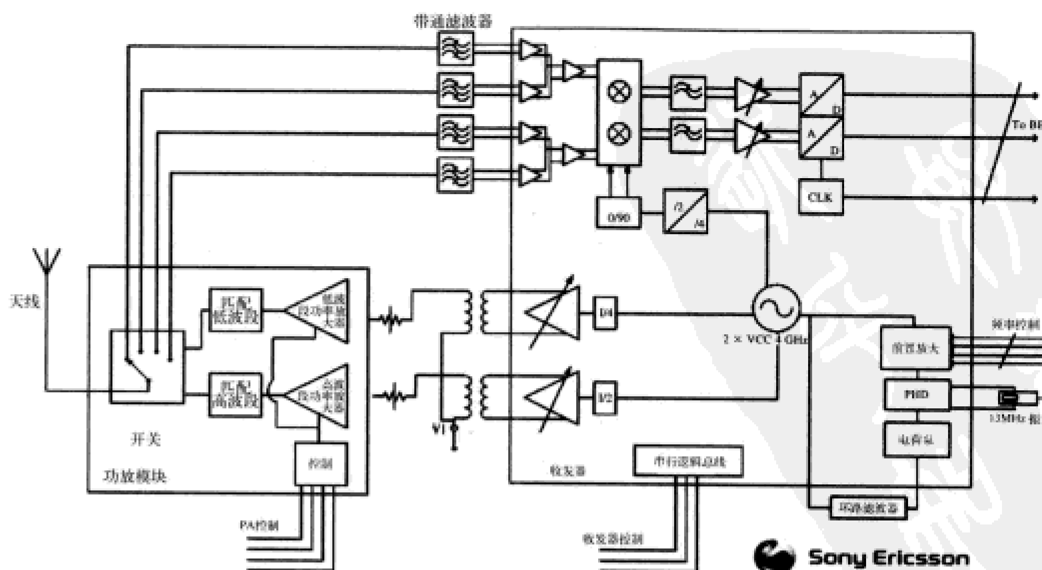


图 11-6 Rohde 和 Schwarz EX 2000 VLF-HF 型接收机，覆盖频率 15kHz～30kHz，包含所有专业调制类型，并且拥有可选择的快速数据调制解调器（承蒙 Rohde 和 Schwarz Gmbh 公司授权复制，www.rohde-schwarz.com）



(a)

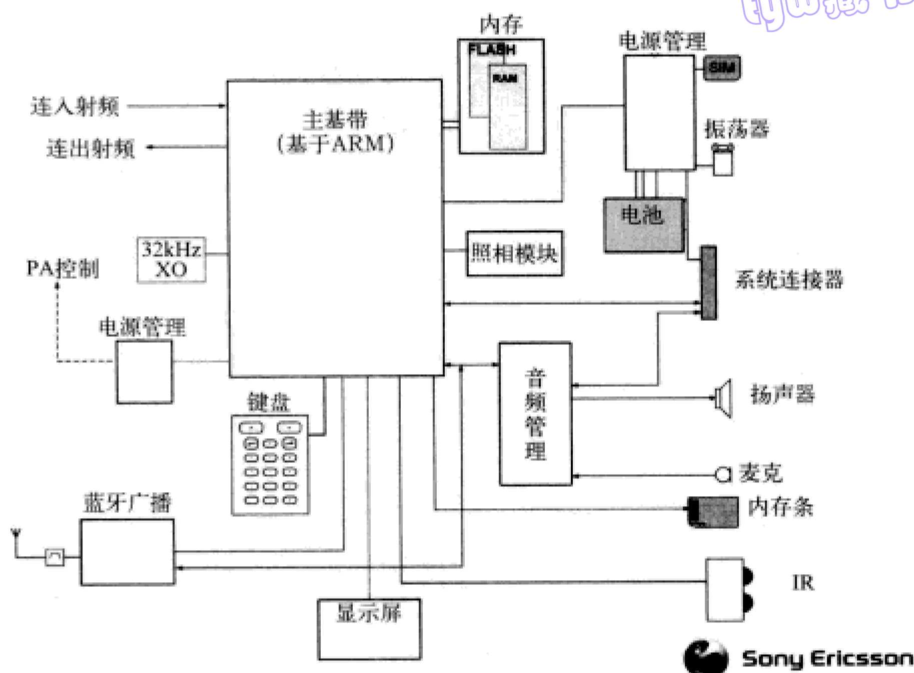


(b)

图 11-7

(a) 一种现代移动照相手机（承蒙索尼爱立信公司授权复制）

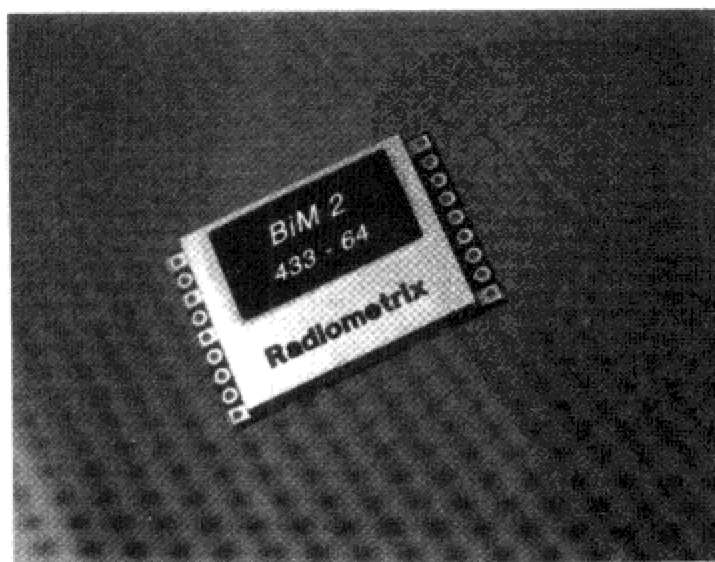
(b) 索尼爱立信三波段移动照相手机的射频结构图（索尼爱立信公司授权复制）



(c)

图 11-7 （续）

(c) 索尼爱立信照相手机的基带结构图（承蒙索尼爱立信公司授权复制）



(a)

图 11-8

(a) 工作在433MHz可免费使用频带的BiM 2 433-64 数据收发机，符合EN 300 220-3 和EN 301 489-3，它发射和接收数据时高达64kbit/s，室外可达200m范围，建筑物内为50m（承蒙Radiometrix公司授权复制）

(b) BiM 2 433-64 的结构图（承蒙Radiometrix公司授权复制，www.radiometrix.co.uk）

(b)

图 11-8 （续）

参考文献

164 ~ 170

1. Hickman, I. Direct conversion FM design. *Electronics World and Wireless World* November, pp. 962–7 (1990)
2. Terman, F. E. *Electronic and Radio Engineering*, 4th edn, McGraw-Hill, New York, p. 566 (1955)

第 12 章　高级结构

第 11 章介绍了几种接收机的基本原理。简单概括起来，接收机可以归结为两种。一种是调谐射频（TRF）接收机，它对接收到的信号从开始直到检波器级都在其输入频率处进行处理。另一种是超外差式接收机，它将接收到的信号变换到中频再做进一步的处理（有时是在输入频率处先进行一些放大，再变换到中频做进一步的处理）。这两种主要类型的接收机又各自派生出许多形式。在调谐射频接收机中，为了同时增加接收机的灵敏度和选择性，可能采用再生（regeneration）[美国称为“反应”(reaction)或“反馈”（tickling)]。这个再生加到射频放大器振荡级，这个振荡级要么连续振荡，此时接收机像同步机或零拍接收机一样工作；要么间歇振荡，这时接收机像超再生接收机一样工作。这两种工作方式在前文中都已描述。同步机或零拍接收机可以考虑用中频（IF）是 0Hz 的超外差接收机替代。

自 20 世纪 30 年代以来，各种形式的超外差接收机一直占统治地位，它们替代了早期的调谐射频接收机。第二次世界大战前和大战后的一段时间，“台式收音机”很流行，典型的包含长波、中波、短波段以及一个五排频率变换器、中频放大器、检波器/自动增益控制/音频放大器、输出电子管和双二极管全波整流器。随着战后电视广播的重新开始，调谐射频结构再次出现，但随着第二个频道的出现这种结构又被超外差电视发射机所取代。从此调谐射频接收机逐渐成为历史。除了一些非常特殊的应用，例如隐蔽的国家安全机构，图 11-2 所示的超外差结构占绝对的统治地位。例如，带有调谐射频接收机的设备可以从远处遥控，而不会由于监视本地振荡器的辐射存在任何被发现的危险。

超外差接收机容易受到某些伪响应的影响，其中镜像响应是最棘手的伪响应之一。随着“本地振荡器工作频率变高[即频率变为 (F_s+n)，F_s 是所需信号的频率，n 是中频或 IF]一个不需要的频率 (F_s+2n) 也将变化到中频（即比本地振荡频率高 n）。n 是 F_s 的一小部分，如果前端调谐可以提供足够的选择性，充分抑制到达混频器的镜像频率的信号电平，镜像响应就很难出现。对于覆盖 1.6~30MHz 的高频通信接收机，通常采用双超外差结构，第一中频远远高于 30MHz，如图 11-2b 所示。现在镜像频率在甚高频（VHF）频带，很容易阻止它进入第一个混频器。

电视接收机的中频通常都在 36MHz 或 44MHz 范围内。早些年代，电视信号在 I 或 III 波段，也就是在甚高频（VHF)，镜频的存在不会产生很大的问题。当频率变到超高频（UHF）的 IV 和 V 波段（470～860MHz）时，在接收机的设计阶段必须注意，以保证电视接收机能够令人满意地工作。由引入的新部件组成系统的一个例子涉及正在发展的多媒体市场。图 12-1 所示为传统的三波段信号变化调谐器的前端方框图，图中有三个跟踪滤波器来抑制镜像频率，该镜像频率离所需频率仅 88MHz。图 12-2 所示为双变换调谐器，由于第一中频高达 1.22GHz，镜像频率不再是问题。这种装置之所以可行，是因为引入了具有高选择性的工作在 1.22GHz 的声表面波（SAW）滤波器，这种滤波器的响应如图 12-3 所示。同时，这种接收机结构没有根本差别（实际上它基本与图 11-2b 相似），它在电视接收机设计中具有明显的改善作用。工作在超高频以及更高频率的声表面波滤波器可以利用很多制造商提供的产品，这些公司除 EPCOS 外还包括 muRata 和 Fujitsu 公司。

171

172

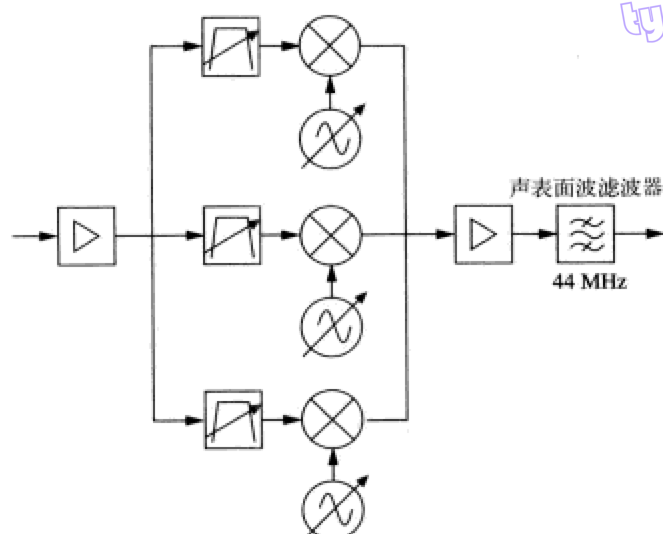


图 12-1 传统的三波段电视调谐器的前端基本方框图（承蒙 EPCOS 公司允许复制）

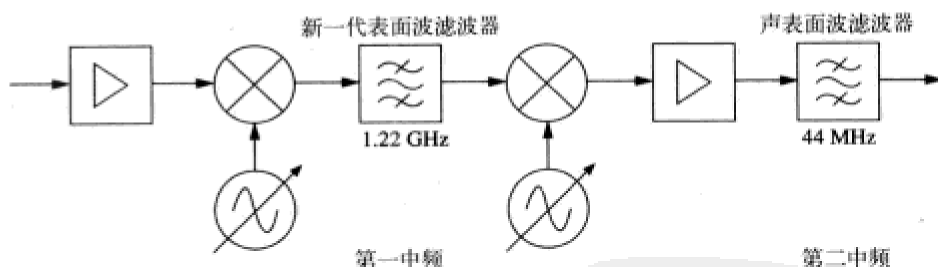


图 12-2 双变换调谐器的前端基本方框图（承蒙 EPCOS 公司允许复制）

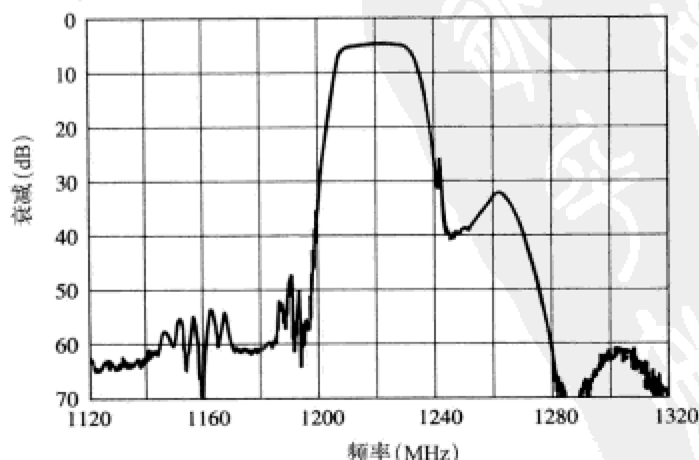


图 12-3 用在图 12-2 中的 1.22GHz 的声表面波滤波器的衰减与频率的关系图（承蒙 EPCOS 公司允许复制）

第 11 章描述了零拍接收机，并给出了一个用于接收频移键控（FSK）信号的例子。随着本地振荡器调谐到音调的中间，每个音调都将被精确转化到相同的基带频率。图 11-4 表明，利用

两个混频器可以区分两个信道之间的信号，两个混频器由两个相互正交的本地振荡信号驱动。

但是，同时考虑到调制系统中有两个边带信号成分，每个边带都在本振频率 n 的两边。上边带转变成 $F_{s\text{-upper}}-n$，为一个正频率，至于下边带，由于 n 比 $F_{s\text{-lower}}$ 要大，下边带变成“负频率”。因此 I 和 Q 两个信道都含有很多信息，于是需要进行特殊处理来分离它们。既含有正频率又含有负频率的信号叫做“复”信号，以便与“实”信号相区别。后者，像麦克风的输出信号一样，只包含实频率，因此完全可以按信号电路中对信号的定义来定义。另一方面，要完整定义复信号需要两个截然不同的电路或信道。图 12-4 所示为两个本地振荡器驱动两个混频器，对下面 Q 混频器的驱动比上面的 I 混频器要滞后 90°，把以本振频率（或偏离它）为中心的输入信号转化到 0Hz 或“基带”（或中频）。比本振频率高 100Hz 的信号将转化成为 100Hz（正频率）的基带，比本振频率低 100Hz 的信号将转化成为−100Hz（负频率）的基带。如向量图 12-5a 所示，一个正频率由 Q 通道本振驱动得到的相位比 I 通道本振驱动的相位超前 90°，所以对于正频率，Q 通道输出比 I 通道超前 90°，对于负频率则相反。（注意：为了清楚起见，图中将重合向量稍微分开画。）图 12-5a 也给出了转换到基带后的混频器的上边带和下边带的相位和相位旋转。

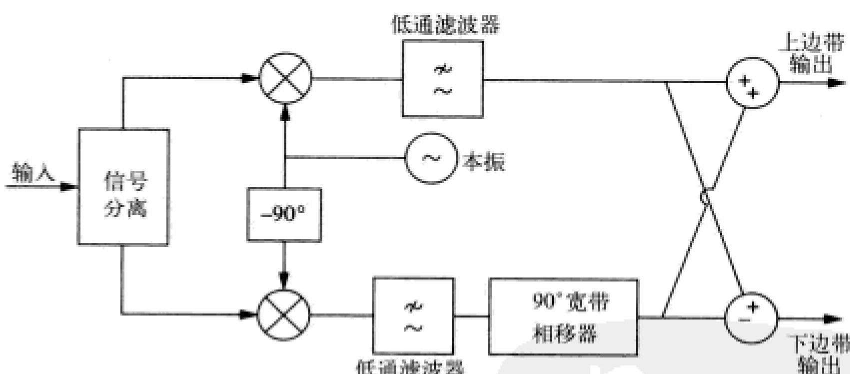


图 12-4 抑制镜频的混频器装置，将输入信号转化（输入信号的中心频率与本振频率相同）到以 0Hz 为中心。在信号和本振频率不同的地方，混频器产生有限的中频，将低通滤波器替换成带通滤波器

随后 Q 混频器的基带信号输出通过宽带 90°相移器，图 12-5b 所示为经过 90°延迟出来的 Q 分量的位置。图中表明，混频器的 Q 分量输出超前四分之一个周期。由于在两个信道中的上边带对应的基带信号同相，下边带对应的基带信号反相，因此如果将两个信道的信号相加，下边带信号的贡献将抵消，只保留上边带信号。相反，如果把 I 信道和 Q 信道信号相减，那么只会提供下边带信号。这种装置叫做抑制镜频混频器（如图 12-4 所示）。 173

基带 90°相移器（又叫“希尔伯特变换器”）应当只覆盖感兴趣的基带——在这个频带之外反相不再有效，因此边带分离就不完全。这种接收机能够接收独立边带（ISB）信号，它的一个抑制载波由两个独立的 300～2700Hz 的声音信道调制，在每一个边带上有一个。实际上，由于受到混频器、信道平衡以及 90°相移精度的限制，对于不需要的边带信号的抑制常常限制在大约 35～40dB。因此总的来说，可以以相同的电平接收每个边带的信号，这种接收机运用于独立边带（ISB）方式工作的无线电话中已经足够。抑制镜频混频器也能用于接收模拟调频信号，如像窄带调频（NBFM）语音传输信号[1]。图 12-4 所示装置的另一种选择如图 12-6 所示，这种装置

采用多相滤波器代替低通滤波器和希尔伯特变换器。多相滤波器是一个对正频率为通带、对负频率为阻带的滤波网络，它扮演了图 12-4 中两个滤波器和宽带 90°相移器的角色。多相滤波器具有带通响应特性，可以用在中频频率低的接收机中，与中心频率相比其数据带宽是有效的。它的优点是频率响应对称，避免了码间干扰（ISI）。这种接收机可以用无源网络[2]或有源网络[3,4]实现。多相滤波器的工作原理在参考文献[5]中有描述。

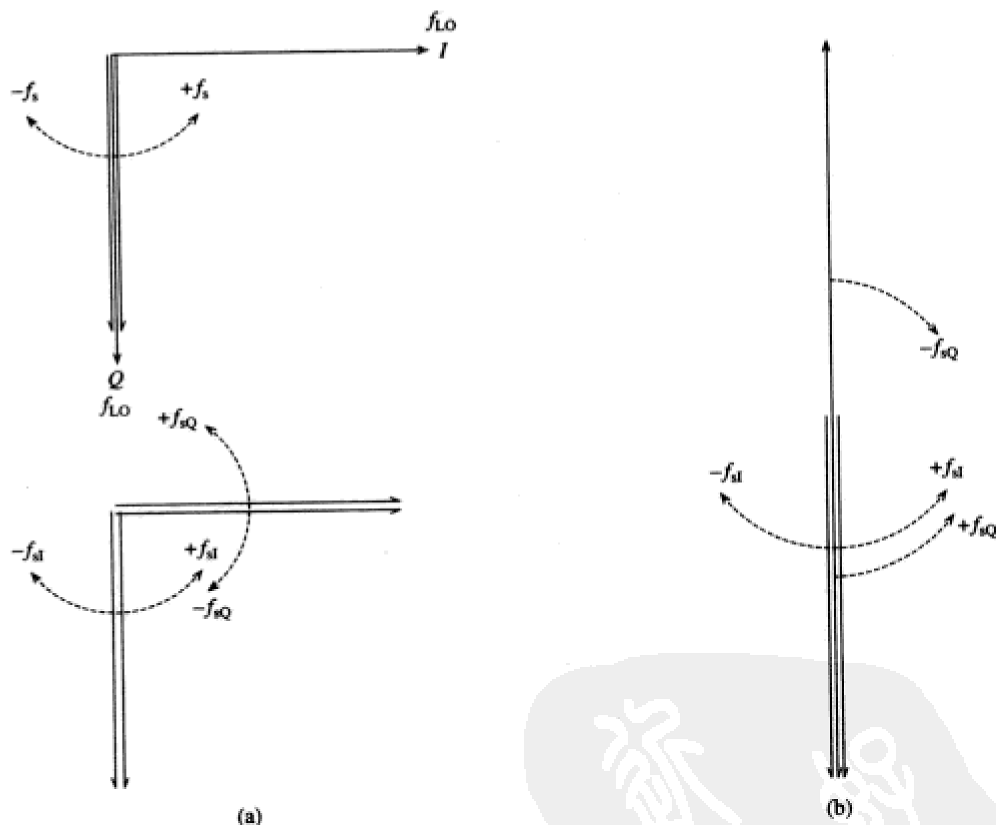


图　12-5

(a) 给出了对于正频率 f_s，Q 通道的基带信号输出是如何超前 I 通道 90°的
(b) 90°相移后，由于两个通道内的 $+f_s$ 分量同相，$-f_s$ 分量反相，因此可以求和恢复上边带，求差恢复下边带

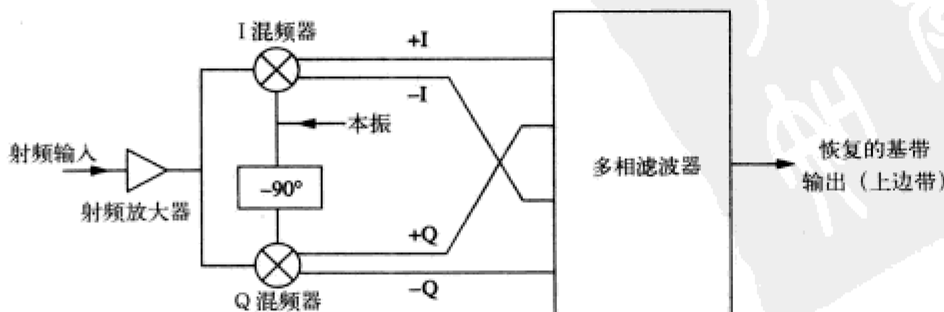


图 12-6　综合了图 12-4 中的两个低通滤波器和希尔伯特变换器功能的多相滤波器

抑制镜频混频器既可以直接用于输入信号频率，也可以在超外差接收机中作为最后的中频

级。由于上面提到的有效的镜频抑制程度有限，超外差接收机常常将抑制镜频混频器限用于第一级混频器。可以利用这种混频器对一些前置调谐提供额外的镜频抑制，但混频器本身不是很有选择性。将发射/接收频带分离的计划（在后面提到的与GSM移动电话系统连接中介绍）可以避免抑制镜频混频器对镜频的抑制程度有限的问题。

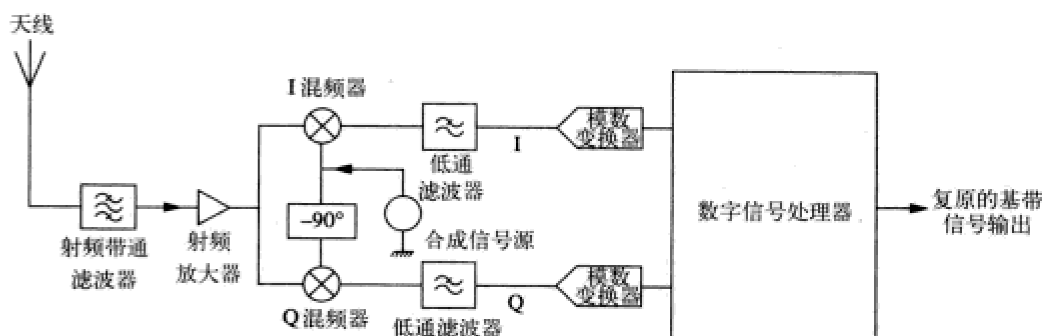


图 12-7 数字接收机的方框图，采用抑制镜频混频器，后面接数字信号处理器

174
~
175

I通道和Q通道的信号可以经过模数变换器（ADC）数字化，然后以数字信号的形式进行处理，由此进入现代结构的领域。一种典型的数字接收机装置如图12-7所示，可以根据这种基本结构做多种变化。图12-7所示为一个单超外差结构，射频放大器（如果已安装）后面可以跟第一级混频器、第一级中频带通滤波器和第一级中频放大器，在I和Q混频器之前，实施双超外差。可以选择本地振荡器把信号转化成零中频，如把信号直接转化到基带，可能稍微偏移基带，因此采用低的“近似为零”的中频。这种方式避免了随抑制镜频混频器出现的一些问题，下面将加以叙述。模数变换器的采样频率或许比施加到它本身的最高频率的两倍还高，满足奈奎斯特采样准则。另一种选择，采用高中频，具有小的百分比带宽，模数变换器可以在低得多的频率上工作，它的谐波之一位于中频带的中心，对中频信号进行二次采样，如果在谐波的任何一边的信号带宽没有超出采样频率邻近谐波的一半，就不会有混淆现象出现。这里描述的接收机结构可以将信号方向反过来运用，就成为一个发射机。

抑制镜频混频器受到一些因素限制，如两个通道直流偏置和增益不同，或者两个通道之间不完全正交。将两个混频器的输出信号数字化，其优点之一是它可以纠正两个通道之间正交、增益和偏置的误差，使镜频抑制大大增强，代价是数字信号处理器（DSP）的工作量更大。对于许多不确定的信号如数字化的语音信号，没有直流成分，预期I通道和Q通道的信号电平长期平均值相等。具有长时间常数的两个数字积分器能够用于负反馈环路，以纠正每一个通道的偏置，使其长期平均值为零。类似地，可以在一个通道进行增益调整，使一个通道的长期平均电平与另一个通道的相等。最终，如果没有正交误差（例如，两个通道完全正交），两个通道的信号长期平均值应当为零。另一个伺服系统回路，包含乘法器和长期积分器，可以安排用一个通道的信号加上或减去另一个通道信号的一小部分，使积分误差为零，这样就完全纠正了求和与求差分阶段的信号。

176

移动电话市场呈爆炸式增长，其频率和功率都控制在规定范围之内。不同的制造商采用不同的结构，但是都依赖于基站和移动台之间通信的组织方式。尤其是在GSM系统中，欧洲和很多其他国家（但不包括美国和日本）采用的是频带分离方式，频带分成基站到移动台的链路

为一个频带，移动台到基站为另一个频带。开始呼叫的时候，移动接收机扫描基站频带以寻找最近的基站（信号最强），然后它在标注为空白的信道呼叫基站，开始时功率很低直到建立起通信，随后，移动台以基站指定的电平发射。按这种方式，在基站，距离较近的移动台不会阻挡距离更远的移动台，由于分离频带的设置，镜像信号不会干扰移动台的接收。这种结构只在移动台的功率输出精确控制的情况下才有效，为了这个目的，可用 ADI 公司和其他制造商提供的集成电路准确地检测均方根电平。

DECT（有其他称谓，如数字增强无线电话、数字欧洲无线电话或无线 III）的工作方式很不同，在 1.88～1.9GHz 的频带有 10 个频宽为 1.78MHz 的信道。这种结构在基站与一个或多个手持设备之间的双向通信中采用交替间隔 5ms 的时隙，它同时使用了频分多址（FDMA）和时分多址（TDMA）方式。每一个 5ms 的周期又进一步分成 12 个时隙，每个连接需要 5ms 周期内的一个时隙。所以这个系统有 120 个可用信道，当功率增大，每个单元扫描频率范围和时段，准备 120 个接收信号强度指示（RSSI）数据表。选择一个空置信道进行通信，同时，工作时继续扫描，以便在遇到干扰的情况下提供与另一个频率或时隙的无缝切换。

现在大多数接收机都是超外差接收机的变形，许多工作的目的都是为了生产 GSM 接收机芯片[现在叫做全球移动通信系统，最初叫做特殊移动通信群（Group Special Mobile）]，可选择 DCS/PCS 系统和 DECT 接收机，采用直接变换的结构，如工作于零拍方式。但对于一些特殊应用，有可能重新采用 TRF 结构，尽管要在信号频率处达到足够的增益有困难，但不会有由于从输出到输入的无意识的反馈引起的不稳定性。参考文献[6]描述了 ASH 系统——放大器顺序混合系统。在这里，前端的选择性由声表面波（SAW）滤波器提供，然后信号通过两个放大器，由声表面波（SAW）延迟线将它们分开。典型的第一个放大器提供 50dB 增益，第二个提供 30dB 增益。尽管设计是针对工作在 300MHz～1GHz 频率范围内来实现的接收机，也可以选择增大放大器功率来避免不稳定性。所以当第一个放大器工作时，第二个放大器关闭。通过声表面波延迟线，第二个放大器在它的工作周期接收合成信号，此时第一个放大器为关闭周期。据称在 2.4kp/s 的数据率下灵敏度为−102dBm，在相同频率下发射机所需要的模块加倍，输出为 0dBm。

到目前为止描述的大多数运用是关于一种信号的接收或发射，即使这样它们也可能采用各种不同的频带，如以前提到的三波段电视接收机。另一个例子是移动电话基站，它要求对很多移动台同时接收或发射，采用移动台到基站链路进行适当地功率控制，尽管它们采用相同的信号形式或“空中界面标准”。

177

但是实际存在着希望或需要在各种不同的频带和不同的调制模式以及数据率和带宽条件下能够接收发射信号的情况。理论上，采用所有传统模拟技术的接收机，可以针对给定的信号类型设计拥有各种不同带宽的滤波器和检波器。但是如果需要处理新型的还没有设计的信号，这种接收机就会立即报废。

一种替代的方法是设计一个覆盖所有频率（比如 1～2000MHz）的软件定义无线电（SDR），正交混频器后面跟宽带中频，信号在 I 通道和 Q 通道模数转换器（ADC）中变换成数字形式。这种结构的接收机方框图如图 12-8 所示。

亚倍频程滤波器，选择来自数字信号处理（DSP）部分的软件控制，避免产生伪响应。用同样的方式控制射频放大器的增益，以防止后级过载。如果遇到输入信号很大，需要防止混频器过载，那么射频放大器将完全旁路甚至由衰减器代替。后者，由本振的 I 和 Q（同相和正交）输出来驱动，给 I 和 Q 信道提供中频信号。这些中频信号经过滤波并放大到合适程度，中频信号的放大由自动增益控制（AGC）电路决定。

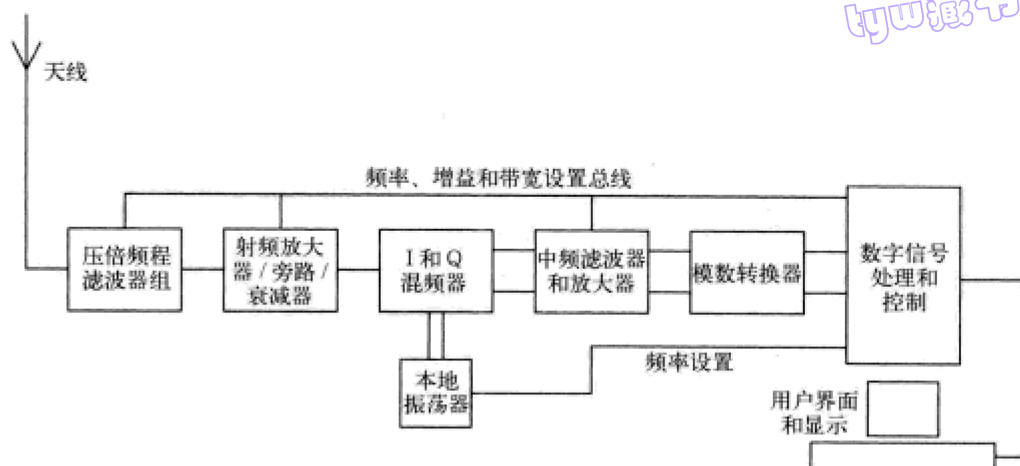


图 12-8 软件定义无线电的接收机部分的基本方框图（极大地简化了）

I 和 Q 混频器可以将接收到的信号直接变换到基带，这种情况下中频滤波器采用简单的低通滤波器。但对于零拍工作类型，除了本振信号可能不完全正交以及中频放大器之间的增益差异，还可能有直流偏置的差异。对于许多不确定的信号，如数字语音信号（这种信号像噪声）缺乏任何明确的结构，如前面所描述的一样，所有这些误差在 DSP 部分都可以得到补偿。

另一种方法，采用第二个正交振荡器可以在标为中频滤波器和放大器的框图后面紧跟第二个复频率转换，频率变换到基带或低的中频，最终可以通过模数转换器（ADC）对中频信号进行二次采样完成到基带的转化，但是为了避免混叠，这种情况下的中频滤波器带宽必须小于 ADC 采样率。取决于应用情况[如在电子监视测量（ESM）接收机中]，DSP 可能对中频信号进行傅里叶变换，标记接收到的信号以便于操作员进行仔细分析。

图 12-8 所示为一种接收机结构，除了信号的传输方向相反以外，这种接收机与软件定义的发射机非常相似。从某些方面来说，发射机的设计早于接收机。除了两个发射机的天线很接近的情况，发射机的信号是唯一的。将 I 和 Q 混频器的输出合成并馈送到高功率射频放大器。对于发射机，必须有天线匹配单元，图 12-8 中没有给出，DSP 按照工作频率的要求调整该工作单元，当真正工作于宽带时，可能需要两个或多个分离的天线。 178

这种软件定义无线（SDR）系统的主要客户是军队，可能真正最初用于实际的 SDR 是话易通（SpeakEasy）收发机，由纽约的 Hazeltine 和 Motorola 专为罗马空军基地设计。这个在 20 世纪 80 年代设计的单元覆盖 2MHz 到 2GHz 频率，为美国陆海空三军不同部门的合作提供帮助，他们的收发机采用不同的空中界面标准。软件定义无线电发挥巨大作用的另一个例子是在自然灾害的救援工作中，例如地震或海啸。各个国际救援机构的工作人员在地上喜欢使用包括各种不同的空中界面特点的收发机。软件定义无线（SDR）收发机库可以提供转发服务，它把 A 的信号转换成 B 可以接受的格式进行传输，反之亦然，使收发机 A 和 B 能实现通信。

尽管软件定义无线（SDR）早期用于军队协同工作能力的通信，但它很快进入情报部门的服务，包括军用和民用。我回想起了 20 世纪 80 年代后期对电子监视测量（ESM）接收机的发展所做的工作，我已经完全忘记了它的型号，公司内部把它简称为“宽带接收机”。它覆盖 1MHz～2GHz 频率，设计用于处理范围很广的不确定的空中界面信号类型，只要与数字信号处理器（DSP）相关的存储器包含针对特定信号类型的算法即可。快速检测其工作类型的好方法是显示来自 IRNA[7]的文本流，它采用接收机的算法对站台的纯文本 ITA5 传输进行解码。ITA5

是第五号国际电报字母表，又叫做 rtty 或 ratt，8bit 无线电电传打字机编码，它的解码只需要宽带接收机设计的许多算法中的一个即可。

像任何软件定义无线电（SDR）一样，这种接收机的发展充满了许多困难，在相同情况下大多数困难是由高灵敏度接收机的前端、含有 DSP 的高速模数转换器（ADC）以及相应的时钟频率引起的。同时，可用的最好的模数转换器（ADC）工作在所需要的转换速率时，有一个比 60dB 稍大一点的不固定的无杂散动态范围（SFDR），这就限制了这种接收机检测到频率偏离一个很大的信号一点点的小信号的能力。试图成功地实现长距通信的人可以选择使用功率有限的短波发射机，频率偏离高功率短波广播发射频率如美国之音（VoA）几千赫兹。这在 ESM 监测站可能导致信号电平高达 100dB 的差异。在软件定义无线电（SDR）能够提供这种性能以前的一段时间，传统的全模拟设计的高级通信接收机，采用具有高选择性的上边带和下边带晶体滤波器用来满足这个要求。

179 软件定义无线电（SDR）还在继续发展，如果不是这本书的出版，至少在随后的几个月里，这种系统现今的性能水平很可能被误认为过时了。现存的多种空中界面标准的一些例子是拥有 200kHz 带宽（每秒钟 270 833 000 个样本）的 GSM、1.25MHz 带宽的 IS-95、1.2288Mchip/s 的 CDMA（码分多址）、1.78MHz 信道的 DECT 以及常见的 AMPS、TACS、NMT、DCS、PCS、WiFi、WiMax、 Bluetooth、Zigbee 和许多其他的系统。能够工作在目前移动电话使用的任何空中界面标准的软件定义无线电（SDR）移动电话基站设计，部件可能更贵并需要花更多的钱来生产，但与单个标准的设计相比，这种设计可以用更多的销量来弥补它的高成本。

软件定义无线电（SDR）有能力处理许多不同的空中界面标准，通常需要告诉它在用哪一个标准，也许下一个发展主要是“有感知的无线电”(cognitive radio)。一些软件定义无线电(SDR)系统在判断力上是有感知的，它们可以判断所接收到的信号的调制、数据率等的类型或子类，由此选择合适的工作模式。但是这并不是“有感知的无线电”的含义。

到目前为止文献中很少有有感知无线电的参考资料，所以从某种程度上来说，这只是一种时机还没有来到的现象。在因特网 Google 中搜索“有感知的无线电”可以搜到大约 87 000 条，很显然这是一个引起广泛兴趣的话题。在美国，联邦通信委员会针对高级无线电服务（有感知的无线电技术）的服务规则，发布了一个制定公共规则的通知：ET Docket No.03－108。这些技术要求这个无线电装置和天线的工作频谱与其工作环境相适应。这种技术将给无线电装置和与其相应的天线提供多种选择，以识别需要使用但在目前条件尚不能使用的频谱，从剩余的频谱中选择一个合适的频率和工作模式进行需要的通信。这些工作模式应当对使用者完全透明，这样，如在战斗条件下士兵也可以依靠瞬时通信而不用花时间，甚至知道怎样操作他的背包无线电。实现这项技术面临的最困难的领域之一是天线。可能要求设备装备几付天线，覆盖从高频（HF）频带的低端频率到卫星链路的微波频率。

参考文献

1. Hickman, I. Direct conversion FM design. *Electronics and Wireless World*, November, pp. 962–7 (1990), reprinted in *Analog Circuits Cookbook* 2nd Ed., Ian Hickman, Butterworth-Heinemann 1999, ISBN 0 7506 4234 3
2. Crols, J. and Steyaert, M. A Single Chip 900 MHz CMOS Receiver Front-End with a High Performance Low-IF Topology. *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. 30, No. 12, De. 1995, pp. 1483–92
3. Voorman, J. Asymmetric Polyphase Filter, US Patent No. 4,914,408

4. Crols, J. and Steyaert, M. An Analog Integrated Polyphase Filter for a High Performance Low-IF Receiver, *Proceedings of the VLSI Circuits Symposium*, Kyoto, June 1995, pp. 87–8
5. Hornak, T., Using polyphase filters as image attenuators. *RF Design*, June 2001, pp. 26–34
6. Ash, D. Advances in SAW technology, *RF Design*, March 2001, pp. 58–70
7. The Iranian News Agency operated on 7959.1 kHz

第13章 电波传播

本章和下一章的主题是天线和电波传播。这两个题目联系紧密并且内容涉及面很广，因此在这两章中只简要地进行介绍。每一个题目都有许多的相关文献，从中选择一小部分列在每章后面以帮助我们进一步阅读。除了电波传播，为方便起见，本章还顺便介绍了有关外部噪声（自然产生的和人为制造的）的问题，因为它（结合天线增益和传播损耗）决定了通过具体路径进行通信所需要的发射功率。

天线与电波传播是紧密联系的，观察一个基本偶极子天线的附近或是远距离的电磁场分布，有助于分析电波传播。对基本偶极子天线的主要分析留在第14章介绍。图13-1所示为一个垂直极化的偶极子辐射器的电场和磁场。场中的任一点，电场总是垂直于磁场，并且电场和磁场都垂直于辐射方向。（这种条件在二维空间中可以满足，但在三维空间下不能满足，这就是各向同性辐射器不可能实现的原因。一个各向同性的辐射器会向各个方向辐射或接收相等强度的信号。尽管各向同性辐射器在物理上不可能实现，但这种辐射器作为比较其他天线的标准还是有用的。）电力线必须开始和终止于偶极子的导电单元，同时磁力线必须形成闭合的曲线并且环绕导电单元中的电流。在谐振的 $\lambda/2$ 偶极子单元中流动的电流与外加电压正交（大致），因此在偶极子附近的电场和磁场也正交，这就是“近场”区。在近场区，相应的能量在电场和磁场之间来回转换，准确地说就如同在一个调谐电路中一样。与调谐电路的 Q 值决定了电路的3dB带宽一样，天线的 Q 值则决定了天线的3dB带宽。在准确调谐时，天线对源来说就像是一个负载，因为后者仅仅是通过辐射电阻 R_r 以及损耗电阻 R_l “消耗”能量（虽然在一个设计良好的高效率的天线中，损耗可能只是辐射能量的百分之几这样的很小的一部分）。偶极子附近正交的电磁场叫做“感应场”，与辐射场相比，感应场随着与偶极子距离的增加而迅速衰减。辐射场中的电场和磁场在相位上同相，于是就形成了天线向外辐射的功率流。

远场区在距离天线超过几个波长的地方，其辐射场远远大于感应场。在这个区域，辐射能量以辐射体为球心呈球形波阵面扩散。（在距离天线很远的地方，球形波阵面的半径变得很大，以至于对于一个接收天线来说，就可以看作一个平面波。）当一个圆形波前集中在辐射器时，辐射能量增大。（在距离天线很远的地方，球形波前的半径变得很大，对于一个接收天线，它呈现为一个平面波前。）电场与电压有关，磁场与电流有关，它们的比值就是阻抗，称为自由空间特性阻抗，它的值为 120π 或 377Ω。考虑通过一个球面（如图13-1所示）上的一个小面积 A（单位：平方米）的功率为W，则场强 η 的计算式为 $\eta=\sqrt{(377\Phi)}$，单位是伏特每米，Φ 是功率密度 $\Phi = W/A$。离开辐射体的距离每扩大一倍，功率的传播面积就变成原来的四倍。因此，当距离加倍后在接收天线处获得的功率就会减小到原来的四分之一，使得无线电波在无耗介质（自由空间）中呈反平方律衰减，或者说每个倍频程（距离加倍）衰减-6dB。例如在一个雷达系统中，一个小目标散射回到雷达接收机方向的能量也符合平方反比定律，给出基本的雷达射程 R^{-4} 或者说距离的负四次方定律。当处于天线视线范围内的目标为一维（如水平线）或二维（如大的云层）目标时，射程定律会分别变成 R^{-3} 和 R^{-2}。相反，金属探测器工作在衰减更快的感应场（近场），因此服从 R^{-6} 射程定律。

181

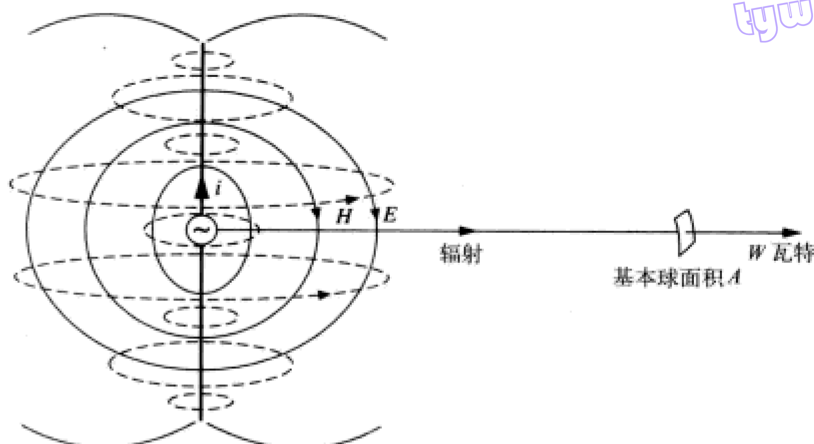


图 13-1 天线的近区场和远区场

现在让我们把注意力转向一条完整的无线电通信路径，在自由空间中两个各向同性天线之间的路径损耗，定义为发射功率P_t与接收功率P_r之比，其值为$(4\pi d/\lambda)^2$，假定 d（距离）远大于波长λ，d 和λ的单位都是米。对于两个半波偶极子(相互以侧面相对)，损耗会比较小，因为每一个偶极子在最大方向上相对于各向同性天线的增益为2.15dB（1.65倍），则$P_t/P_r=(2.44\pi d/\lambda)^2$，因此对于一个间距为$10\lambda$的空间来说，接收功率是发射功率的1/5876。根据−6dB/倍频程（负二次方）定律，d 每减少一半，接收功率就会变成原来的4倍。因此，当距离是波长的$1/(2.44\pi)$倍时，在一对半波偶极子之间完全没有损耗，并且在此基础上将距离减半，接收功率就会是发射功率的4倍！当然，这个公式只适用于远场区域，而不适用于一个小到像$\lambda/(2.44\pi)=0.13\lambda$这样的空间。把$0.13\lambda$作为起点，通过心算你就可以在大脑中得出一个通信系统在自由空间的路径损耗，而使你的同事大吃一惊。举例来说，当频率为144MHz时，λ大约为2m。当距离为0.25km（大约是0.13λ的1000倍或2^{10}倍或者距离的10个倍频程）时，两个半波偶极子之间的自由空间损耗就是（10×6）= 60dB。记住一个可选择的起点是有用的，这就是相对距离等于波长λ的两个各向同性天线之间的路径损耗是22dB。

182

当天线有不同的增益时，就必须使用下面的公式：

$$P_t/P_r=(4\pi d/\lambda)^2/(G_tG_r)$$

其中 G_tG_r是发射天线、接收天线相对于各向同性天线在各自所必需方向上的功率增益。

上述公式也可以用分贝来表示自由空间中的路径损耗 L，公式如下：

$L=(32.44+20\lg f+20\lg d)$ dB，对于各向同性天线（$G_t=G_r=1$）或

$L=(28.15+20\lg f+20\lg d)$ dB，半波偶极子之间（$G_t=G_r=1.65$ 倍），这里频率 f 的单位是兆赫兹，距离 d 的单位是千米。

许多情况下，我们在需要知道路径损耗时要将周围地形的影响考虑进去。以下的论述只针对传播路径很短、地面可以认为是平地的情形。而对于传播路径足够长的情况，地球的曲率影响就很重要，有公式专门针对弯曲的地形的情形，电波传播的范围通常会受到除了以下因素以外的其他因素的影响。下面提到的情况下可以忽略地面波，即较高的频率，后面的段落中会涉及地面波的传播。

如图 13-2a 所示为垂直极化天线，但是下列情况也适用于水平极化天线。在接收天线中感应的电压是直射波和反射波叠加得到的结果。如果入射线以很小的角度 θ 入射到地面，那么反

射线的相位将会反相。在平滑的地面(或平静的水面)的情况下，反射线的衰减小(即使地面导电性很差)，因此到达接收天线的反射波的值几乎与直射波相同。如果直接到达和间接到达接收天线的射线的路径长度与信号波长 λ 相比很小，那么接收到两种传播方式的信号在反相上就会很接近。在这些情况下，接收信号的幅度就会与两种波束的相移成正比，如图 13-2b 所示。接收的信号电平会比只接收到直射波而没有反射波时小的多。从天线所处环境的几何关系并考虑到自由空间损耗和由于抵消引起的附加损耗，两个各向同性的天线相距 d，架设高度分别位于 h_t 和 h_r ，其接收功率与发射功率之比 $P_r/P_t=(h_t h_r/d^2)^2$，其中高度和距离的单位一致，如米，并且与单位无关。

注意，与自由空间损耗不同，这里的损耗不会由于 λ 变短频率增大、直射波与入射波之间的相移增加而增加。同时还要注意，如果距离加倍，而天线高度保持不变，那么根据几何学(直射波与反射波之间的夹角被平分)表征的直射波和反射波向量之间的角度也被平分，如图 13-2b 所示。与直射波的大小有关的结果将会被平分。但是由于传播距离加倍，直射波（或反射波）本身振幅减半。这样路径损耗与 d 的四次方成正比，则现在的射程规律是−12dB/倍频程。使用这个公式时要小心，记住只有当接收天线处的入射波和反射波之间的相移很小时才能使用。如果最初的结果不比自由空间损耗大很多，则不要相信最初的答案，通常最好计算出自由空间的损耗。

183

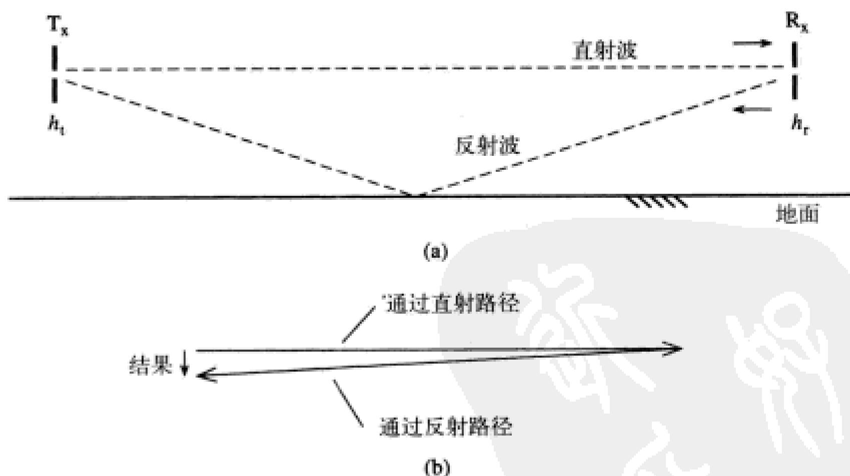


图 13-2

(a) 在平坦地面上的电波传播

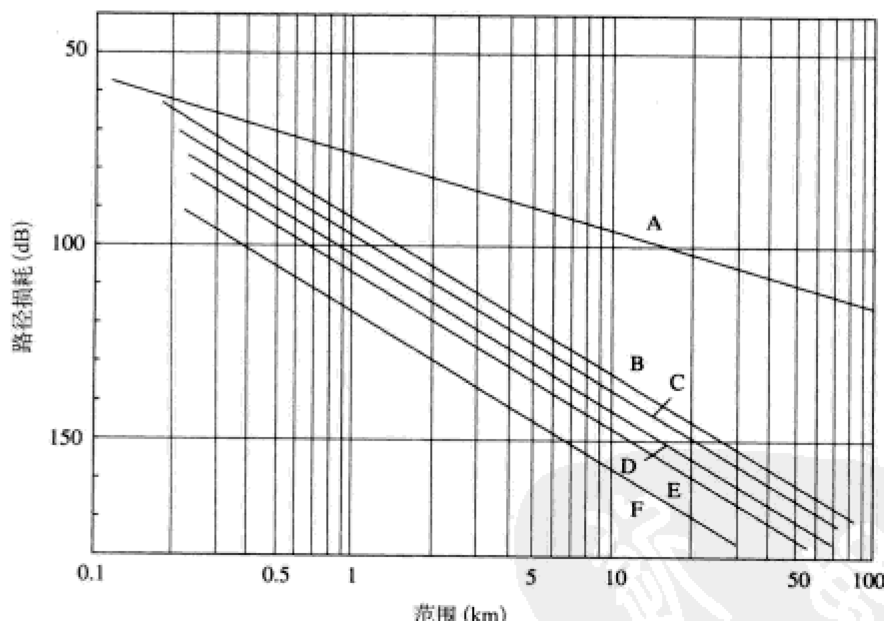
(b) 显示净接收信号是如何远小于自由空间传播的信号

上面给出的自由空间和平地的公式都假设电波是直线（LOS，视线）传播。但情况并不总是这样。在 LOS 路径达不到的地方，通信仍然能够实现。这种情况下，信号通过折射、透射（对低频更有效）或者反射（对高频更有效）到达接收机。为了使通信成功，附加的损耗必须在允许范围内。简单的情况下可以通过计算得出，或者可以使用文献中公布的测量值。人们已经在 VHF 和 UHF 频率上针对个人移动无线电设备（PMR）和移动电话中的电波传播作了大量的研究工作，如参考文献[1]所述。在这种情况下，基站天线架设得很高，而移动天线不高，并且时常会被屏蔽。Egli（一位在此领域的早期工作者）完成了一项著名的研究[2]。通过对在一些大城镇所作的大量测量值的研究，他提出当频率高于 40MHz 时，在上面的公式中应该加入一个由经

184

验得出的附加项$(40/f)^2$（其中f的单位是MHz）。这是基站到传播媒介和传播媒介到基站的媒质允许值，他还给出了统计扩展，这在两种情况下有所不同。图13-3显示了在140MHz附近对应通信范围的预计路径损耗。

平坦地面的电波传播公式，结合Egli、Okamura和其他人提出的经验修正，为确定电波传播的最大范围提供了很好的指导。当已知发射功率，在VHF及以上频率，可以预计得到这个最大传播范围至少在“无线电地平线”以外。决定无线电地平线的因素很复杂，包括处于其他建筑物中的天线的高度。但是简单地看，无线电地平线是接收信号强度迅速衰减的距离。实际上这个衰减如此迅速，以至于对于一个给定的天线高度，要给出一个发射功率的上限。偶尔也可以很好地接收到超过无线电地平线的VHF/UHF信号，由于诸如温度逆增、导管等现象，影响常常很明显，例如电视机图像的变化。



在140MHz时路径损耗与传播范围的关系 A：自由空间，B：EGLI 50%，C：CCIR 50%，D：EGLI 90%，E：CCIR 90%，F：OKUMURA 50%（URBAN）

图13-3 对于典型的140MHz通信频率预计的路径损耗。损耗12dB/倍频程与自由空间6dB/倍频程相比，在Egli和CCIR的图之间有一个稍大于4dB的差别。这可能是因为前者是针对偶极子间的损耗，而后者是针对各向同性天线

同样的公式在高频和更低频率（30MHz以下）仍然适用，但是由于各种原因实际传播范围常常远远超过预计值。首先，在较低频率，在地面/空气分界面处，平行于地面传播的辐射功率减少缓慢。结果，波前不垂直于地面，有高端有向前倾斜的趋势，波前会随着地球的曲率弯曲，这就是所谓的地面波。注意地面波总是垂直极化波，地球的电导率使波的水平极化分量短路，这消除了电通量的水平极化分量。在低频，地面波的范围非常大，因此诸如在欧洲大陆很远的地方也能收到BBC的Droitwich发射机的信号（它的载频为198kHz，频率精确到$1/10^{11}$）。

在更低的频率如甚低频（VLF，3～30kHz），地面波可传播数千千米（这里跟一个地球——电离层波导管模式也有关系），甚至能轻微地穿透海面，所以尽管数据传输率非常有限，但是

VLF 也能够用于潜水艇的全球通信。在高频（HF），地面波衰减非常迅速，然而长距离的通信还是可行的。这是因为大气电离层（ionosphere）会将信号反射回地面，不然这些信号就会耗散到空间中（如图 13-4 所示）。信号到达地面后会被反射，并且可能被电离层第二次反射回到地面，甚至更远的地方。从发射机到第一次地面反射处的距离称为“跳越距离”，超过地面波传播范围到第一次地面反射点之间的区域叫做“死区”，在这个区域接收不到信号。

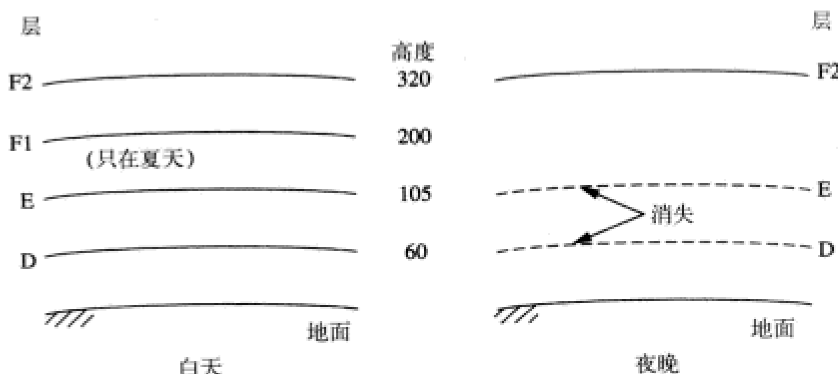


图 13-4 电离层：以千米为单位的电离层的高度（近似地）

白天，在不同的高度有四个典型的电离层。最低的是 D 层，它与中波（MW）频率信号的严重衰减有关，使得中波广播台的信号在白天的数小时内能够在其地面波范围内无干涉地接收。黄昏以后，由于缺乏阳光，离子和电子再次结合，D 层几乎消失。人们能够收听到远距离的、超过地面波预期服务范围的中波广播电台，这是通过电离层反射到达的信号，会导致对本地广播台的严重干涉。对于较高的频率，D 层的衰减有所下降，甚至在白天高频电磁波可以穿透 D 层。这些频率的电磁波从 E 层或者从一个 F 层反射，这取决于一天中的时段、季节以及当前太阳活动的水平，而太阳活动表现为短期变化（数天）和长期变化，长期变化为长达 11 年的太阳黑子活动周期。

对于高频（HF）通信链路，在任何给定时间，都将有一个最低可用频率（LUF），这个频率由在频率较低时占主导地位的较高的吸收电平和大气噪声电平，以及其他的诸如 E 层的分离点（cut-off）等因素决定。还有一个最高可用频率（MUF），超过 MUF 的发射信号会穿透所有的电离层，不再返回到地球。最强的反射刚好发生在 MUF 之下，但是考虑到在最高可用频率中允许电离层有轻微的短期变化，因此最好工作在稍微低的频率。典型地，假设通信可能的话，设想大约 90%的时间沿给定路径传播，通信频率选择以 F2 层的月平均值决定的最高可用频率（MUF）的大约 85%，这是最佳工作频率（OWF）或者频率最佳的传输（FOT）。最低可用频率和最高可用频率之间的频率范围偶尔会发生难以察觉地变小的情况，虽然不是很常见，这种情况最有可能出现在长的传播路径中，其中部分路径在白天和部分路径在晚上，或者发生在跨越极地的路径中，在这种路径中，高强度的吸收会将最低可用频率（LUF）升高到等于或超过最高可用频率（MUF）。

186

在有限的分配频率中对工作频率的选择可以让有经验的工作人员来判断。可惜当要求更可靠的高频通信时，富有经验的工作人员很少。为此，可用计算机程序来帮助我们计算在任何时间和任何路径的最佳工作频率，比如一个通过 E 层（3E）的三次反射路径和/或通过 F2 层（1F2）的一次反射路径。这些程序的例子是来自英国牛津卢瑟福阿普尔顿实验室的 Didcot 的 APPLAB

4 和 Muffy。后一个程序虽然不是那么精确，但可以在 PC 机或者兼容的个人电脑上运行，因此在初学者中很流行。

典型地，预算程序会考虑发射机和接收机所处的经度和纬度、它们的海拔高度、接收机带宽、天线的类型、一天中的时间、季节以及太阳黑子数量等，为"开放的"路径计算出所需要的发射功率。这些电波传播预算程序只能按已知的平均条件来考虑，它们不能从这些平均条件中知道任何偶然的短期变化。尤其是，把不断变化的电离层看作环绕地球的完美的球面镜是错误的。在某些地方，它们都可能凹进去、起皱或者不规则。这些短期干扰是由于风的切变和其他气象影响引起的，结果是诸如 Applab 这样的程序所预计的在某个频率下发射机和接收机之间的开放的路径，实际上可能并不能使用，同时一个预计不是开放的路径却可能在接收机处提供一个优良的信号。并且可能还有更严重的影响，这些影响都与太阳的耀斑有关，尽管此方向研究取得了很有希望的进展，但是传统意义上都认为太阳耀斑无法预测。这些影响包括以下几方面。

- 突然的电离层干扰（SID）：由紫外线（UV）和 X 射线引起，会大幅增加 D 层的吸收及其他的影响，紧接着闪光，常常持续数分钟到数小时。
- 电离层风暴：由质子和电子引起，会降低 F2 层的临界频率及其他的影响，在闪光后 20～40 小时出现，能够持续 5 天。
- 极冠吸收：由质子引起，高吸收，在闪光后数小时出现，持续 1～10 小时。

如前所述，对于在分配的可用频率下在给定路径上进行通信是否可行，显然存在某些不确定的因素。因此，采用另外一个叫做线性调频脉冲探测器（chirp sounder）的辅助系统对高频通信的可靠性具有极大的帮助。世界上各个不同的站点在不同时间，以准确已知的间隔发射一个连续波（CW）信号，这个连续波有规则地扫描整个高频（HF）段。一个具有特殊目的的线性调频脉冲接收机能够接收来自线性调频脉冲发射机的信号，并显示出接收信号的强度和信号相对频率的时延。前者对于选定的一个频率能提供足够的信噪比，同时后者要避免在这些频率上有两个或多个路径开放。最大限度地减少码间干扰（ISI）引起的错误，这对无线电报或者数据传输特别有利。路径间的时延差别典型值为 2～3ms，最大值通常为 5ms，最坏的情况大约是 10ms。有趣的是，事实上时延的最大差值发生在短路径上。

187

当一个特殊目的的线性调频脉冲接收机不能用时，仍然可用线性调频脉冲发射。只需要在预期的通信频率（或者一个相邻的清晰的频道）上留心收听在靠近预期的通信链路另一端的发射机发出的喳喳声。当传输的扫描信号通过接收机的频道时，将听到一个典型的线性调频脉冲上沿信号（或者如果采用下边带，则为线性调频脉冲下沿信号）。如果知道扫描通过调谐频率的预期时间，并且计时准确，则接收到线性调频脉冲信号就表明路径是开放的。通过接听其他频率，就可以估计在一个给定路径上，目前的最低可用频率（LUF）和最高可用频率（MUF）的值。英国各地工作的线性调频脉冲探测发射器是通过各个不同的部门以及遍布世界各地的其他代理商来运作的，这些代理商分布在奥斯陆（NATO，北大西洋公约组织）、伯利兹城、诺福克·维吉尼亚、菲律宾、中国香港、加拿大、沙特阿拉伯（至少有三个发射站）以及其他地方。所有的站点都以 10s/MHz 的相同扫描率发射，要用 4 分 40 秒来覆盖 2～30MHz 的带宽。某些站点每 15 分钟发射一个线性调频脉冲信号，其他站点每 5 分钟发射一次。每个站点都有一个特定的几分几秒（或一刻钟，等等）的起动延迟，知道这些延迟时间以及给定 10s/MHz 的扫描率，对于任何特定的接收频率，都可以准确预测任何给定发射机的线性调频脉冲时间。因此，只要给出准确的时间，任何线性调频脉冲的接收都反映出到相应的线性调频脉冲发射机的开放路径的大

致位置。

以上所述三个电离层的作用以及其他变化也会对定向探测（DF）系统造成影响。系统的电离层电子密度倾斜（SIT）可能导致高频信号反射回到地球的地点与以前电离层是平滑和规则的时候出现的地点不同。这可能使定向探测（DF）系统在一个或两个接收站点测量发射机方位时出现错误，导致交叉方位的交叉点所显示的位置不准确。SIT[3]对单个站点的定向探测系统计算目标发射机的方位和距离具有非常严重的影响，依赖于对到达信号的方位角和仰角的测量，以及对适当的反射层高度的估计。类似地，传播电离层的扰动（TID）[4]会产生电子密度梯度，再次导致高频（HF）信号在偏离大圆方向的一条路径上传播。

通常，传输信号的频率大约在28MHz以上时会穿过所有的电离层而不返回到地球。然而，它们仍然可以在某些情况下用于超视距通信。一条工作在微波频率的对流层散射链路，利用不均匀的对流层散射低仰角发射高方向性的微波波束能量。足够的能量被再次向下引导到前方，允许接收的距离远远超过视距。由于D层的不规则也会产生电离层散射。流星散射通信使用的频率范围是35～75MHz。在这里，通信依靠的是流星通过时留下的电离空气踪迹的反射。这就像一个“空中线路”，如果极化和方向正确的话，能够将入射的能量反射到链路的接收端。发射站反复发射一个短的“信息—等待”信号，并且接收来自预期的接收机的应答信号，然后发送文本、一个数据包或者其他需要的信息。路径的几何形状很关键，这样信号被预期的接收站点以外的其他站点截获的可能性很小。同样，由于对流层散射，对于一个固定的链路，采用定向天线就很有优势。流星踪迹内空气电离的程度取决于一天中的时间、季节以及纬度，因此一条路径的等待时间可能从几秒到几分钟。一条踪迹持续的时间长度从几十毫秒到几秒，并且在此期间它提供了一条高度完备的能够支持10kb/s甚至更高的数据传输率的路径。不可预知的等待时间使流星散射不适合实时通信，但它对于信息的储存和转发操作还是很理想的。

188

无线电波传播的许多数据中既有正常数据又有异常数据，可以从互联网的许多资源中得到。例如，从参考资料5中可以得到许多有用的报告，当在Google上搜索“VHF传播”或“UHF传播”时会产生许多搜索结果。这就可以解释为什么各种不同的影响会导致VHF和UHF信号传播出现异常路径。一个重要的类型是“逆温”型，在这种类型中，雾和潮湿的空气起着决定性作用；另一种是逆温“诱导”型，当夏天地面上的干热空气吹过水面时，这种情况在靠近大的水域的地方很普遍，同样在其他环境下冬天也一样。这就可以接收通常情况下接收不到的远距离UHF电视台的信号，并且可能造成同频道干扰。逆温的其他形式有“下沉逆温”、“夜间逆温”和“锋面逆温”。逆温也可能出现在海拔1500m或者更高的地区，并且在不同的海拔高度，二个或者更多逆温层可能重叠使一个高于另一个。这就能够形成“导管”，信号在这里传播就跟在一个波导中传播一样而与自由空间不同，因此无附加衰减的远距离传输接近自由空间$1/R^2$射程定律。

微波的特性和用途很重要也很有趣，虽然它们超出了本书主要关心的频率范围，但也在这里简单加以介绍。微波频率的传播范围超过光学视距一点点，并且设计和组织好站点的连接链路，路径损耗常常稍大于由自由空间的传播公式预测的值。自由空间中路径的损耗公式20lg$f$表明，微波通信需要非常大的功率。

如果采用半波偶极子的确如此，因为微波偶极子的有效孔径（见第14章）非常小。然而正是由于微波波长短，在通信链路的发射端和接收端，在微波频率上可以采用直径比波长大很多的抛物面天线（相应的孔径有大幅度的增加）。这样G_tG_r可能比40dB大许多。这样的抛物面天线能够大幅度增加天线的有效孔径，以牺牲天线的全方向响应为代价，其波束宽度可能只有

几度。

任何大城市都被大量的安装在高层建筑物顶部的微波固定站点间的通信链路所交叉覆盖。在这些连接中，与移动通信的情况相反，波束宽度狭窄不是缺点，因此可以再次使用频率靠得很近的信号而不会有相互干扰的危险。由于天线的增益高，这样的链路在工作中通常只需要几瓦特的发射功率，通常由一个耿氏二极管发射器产生。

在较长距离的微波链路上，比如安装在小山顶上或者山上的站点之间，像低频传输时会发生的逆温或者大气波导这样的现象偶尔也会干扰传输。另外引起通信暂时损耗的因素包括大雨，尤其对于较高的微波频率，此时雨滴的尺寸与微波波长相比不可以忽略。然而，在一个设计良好的微波传输链路中，雨引起的衰减通常不是一个问题，因为设计的微波链路能够提供 30dB 或更高的增益，超过正常路径的损耗。在一个视距路径不能直达的地方，链路设计通常借助于一个安装在小山或高层建筑物顶上的平面反射器。

一条清晰的视线路径是一个典型的标准微波传输链路，如人造地球卫星上行或下行连接，后者广泛用于电视传输。为了这个目的，人造地球卫星要保持在一个与地球同步的位置上，正好在赤道上方 36km 以下的一点。在这个位置上，卫星电视发射机能覆盖地球的大约三分之一，除了纬度极北和极南的区域，三到四个这样的人造地球卫星就可以覆盖整个地球表面。

189

具有强方向性天线的地球同步卫星也用于固定链路，为数以千计的洲际电话信道提供支持。地球同步卫星的另一个众所周知的用途是美国国防部的卫星导航系统，通常称为全球定位系统（GPS），以及后来加入的由俄罗斯联邦控制的全球卫星导航系统（Glonass），还有欧洲随后提出的伽利略全球定位系统。每个系统都拥有一个人造地球卫星的“星座分布”，GPS 和 Glonass 之间大约有 50 颗人造地球卫星。

在任何无线电通信链路中，接收机的噪声限制了它能提供有用信号的最小强度。对于一个语音信号，需要的接收信噪比（SNR）大约为+10dB，对于图形信号类似，这样的信噪比足以满足数字调制的需要。最好的类型能工作于 0dB 甚至稍小的负信噪比，像一个好的连续波（CW）莫尔斯码操作员能做到的那样。然而调制的绝对带宽-经济法，如像 64QAM 或者 256QAM（相应的每个字符传播 6 位或者 8 位）要求的信噪比超过 20dB。相反，一个“直接序列”扩频系统(这里实际的数据率比调制率或码片率低许多)能提供 25dB 或者更高的处理增益，并允许这样一个系统工作于一个大的负信噪比下。

接收机的噪声来自于几个辐射源。首先是接收器自身的噪声（内部噪声），主要分布于第一个有源级，如像射频级或者第一混频器，在前面的章节已有介绍。我们这里关心的噪声是外部噪声以及来自于三个辐射源的噪声。大气噪声主要来自世界上热带地区的电风暴，像北极光和南极光也会导致大气噪声。大气噪声的强度随一天中的时间、季节和 11 年的太阳黑子周期、以及接收机的地理位置而改变。

第二种噪声是银河系噪声，它是宇宙的起源。它的强度基本上不变，在银河的中心方向最强。银河系噪声只对 3～300MHz 的频率范围，并且只有在大气噪声低的时间和季节、以及人造噪声低的站点很明显。

第三种噪声是人为噪声，在很多情况下这是最重要的一类噪声。这种无意间引起的噪声来自各种噪声源，要么是冲击波，如电动机、车辆点火系统、电灯开关、自动调温器等；要么是连续波，如来自计算机的时钟脉冲谐振频率的辐射，来自工业、科学和医学（ISM）用作透热疗法、金属加工、聚乙烯密封等的射频发生器的辐射。人为噪声不包括由其他的无线电发射（干扰）对无线电接收的破坏，或者故意试图阻碍通信（阻塞），虽然实际上这可能常常是问题的

[190] 主要来源。

世界各地不同位置的大气噪声电平与一天中的不同时间、季节和太阳黑子的阶段有关，数据综合起来列在参考资料[6]中。通常在30MHz以上频率大气噪声为主，因此报告都集中在这个频率范围。应该注意，当采用一个位于适当纬度的高频定向天线时，如果主瓣指向热带地区比指向极地所引起的大气噪音电平更高。接收机在频率超过100MHz时很可能受内部噪声限制。(然而，注意在任何频率处，一个效率低的天线，天线的馈电损耗和第一级放大之前的任何滤波器的插入损耗既会对有用信号有衰减也会对外部噪声有衰减，这可能导致接收系统存在内部噪音限制。)在微波频率，外部噪音电平很低（除非天线指向噪声源，例如太阳），因此对于非常弱的信号，减小接收机的噪声使其低于室温下更强的热噪声电平是有用的。这可以通过在液态氮或液态氦中冷却射频放大器或通过采用参数放大器来做到。在设计接收机时，外部噪声电平最小值手册很有用，因为如果接收机设计安全的内部噪声电平低于这个值很多是没有意义的，这会带来成本的增加。参考资料[7]给出了频率从0.1Hz到100GHz，包括大气噪声、银河系噪声和人造噪声的数据。对于此范围的大部分频率，它也提供了一些可能的最大电平的有用数据。承蒙ITU-R的许可，来自这个报告的图2和图3复制在本书附录12中。其中，所列频率比本书所关心的用于无线电通信的所有频率要多，频率主要范围为100kHz～1000MHz。

参考文献

1. Ibrahim and Parsons. Urban mobile radio propagation at 900 MHz. *Electronics Letters*, **18**(3), 113–15 (4 February 1982)
2. Egli. Radio propagation above 40MC over irregular terrain. *Proceedings of the I.R.E.*, pp. 1383–91 (October 1957)
3. Tedd, Strangeways and Jones. Systematic ionospheric electron density tilts (SITs) at mid-latitudes and their associated HF bearing errors. *Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics*, **47**(11), 1085–97, 1985
4. Tedd, Strangeways and Jones. The influence of large scale TIDs on the bearings of geographically spaced HF transmissions. *Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics*, **46**(2), 109–17, 1984
5. See 'http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/latest/index.html'
6. International Telecommunication Union, *World Distribution and Characteristics of Atmospheric Radio Noise*, CCIR Report 322, Geneva (1964)

[191]

7. International Telecommunication Union, *Worldwide Minimum External Noise Levels, 0.1 Hz to 100 GHz*, CCIR Report 670, Geneva (1978)

第 14 章　天　　线

天线是用来从发射机接收射频功率并向周围环境辐射功率，或者从其周围的无线电波中有选择性地提取能量并向接收机传输能量的一种设备。首先考虑发射的情况，将天线理想化地设计成能提供阻抗负载 $R_t = R_r + R_l$（如果理想调谐和匹配的话，天线的阻抗等于发射机设计负载阻抗的纯电阻，其阻值通常为 50Ω），发射机正是向这个阻抗传输功率。如果天线没有损耗，那么所有传输给它的功率将进入辐射电阻 R_r 并被辐射出去；如果天线有损耗，则有一部分功率在天线的损耗电阻 R_l 中转化成热能。天线的效率 η 可以通过 $\eta = R_r / R_t$ 得到。一个理想的无方向性天线是无耗的，并且以相同的强度向各个方向辐射功率，这种天线是虚构的，因为它不满足描述电磁辐射的麦克斯韦方程组，但它是描述实际天线性能的一个有用的参照。

实际天线主要分成两大类：谐振天线和非谐振天线。但是注意到，在使用中常常将非谐振天线变成谐振天线，例如通过“天线调谐单元”（ATU）。最简单的谐振天线是半波偶极子天线（美国称为对称振子），它附近的场分布如图 14-1 所示。这种天线垂直面的辐射方向图如图 14-1 所示为“8”字形，在垂直于振子的水平面，辐射强度取最大值，并且为圆环形，沿着振子的轴线方向无辐射。垂直的振子为垂直极化，因为它在最大辐射方向的电场线是垂直的。如图所示，“8”字形的两半边不是很圆，但当振子的长度比半波长短得多的时候就完全是圆的，这样的天线是非谐振天线。在最大辐射方向，由无损耗的 $\lambda/2$ 谐振偶极子天线产生的场强是无方向性天线的 1.28 倍，或“比无方向性天线高 2.15dB”，而相对于短偶极子（匹配且无损耗）是 1.22 倍（1.76dB）。当考虑一个完全匹配无损耗的偶极子时，这些数据也表示天线相对于理想无方向性天线的方向性或增益。但是，“增益”这个词应当限定成天线产生的实际最大场与理想无方向性天线产生的场的比值，例如“增益”要考虑由 R_l 产生的天线损耗。只有在天线完全匹配无损耗的情况下，天线在最大方向的方向性才等于增益。在天线不是自谐振的情况下，即使通过调谐而谐振，增益和方向性之间的差别有时也可能非常大。

由于末端效应，如图 14-1a 所示的细导线辐射体的电长度比它的物理长度大约长 0.025λ。像所有谐振电路一样，谐振天线的带宽取决于电路常数。对于细导线偶极子——长度与直径之比为 500 : 1 数量级——发射时的有用带宽大约是±10%，这个带宽受到偏离谐振频率时电压驻波比（VSWR）要增加的限制。对于接收的情况则好得多，通常它的 VSWR 更差也是可以接受的。 192

要想增加偶极子的带宽，可以把导体变得更粗——用导管或导线笼——直径比它们的长度还粗，到馈电点成圆锥形。如图 14-2 所示的盘锥天线是这种天线的变形。通过采用天线调谐单元（ATU）使偶极子谐振，可以增加天线的工作频率范围。天线调谐单元实际上减少了瞬时带宽，当需要不同的工作频率的时候，天线调谐单元能把偶极子重新调谐到谐振。对于带宽很宽的信号，通过一种称为补偿的技术可以增加天线的瞬时带宽[1]。中心馈电的 $\lambda/2$ 偶极子（如图 14-3a 所示）的阻抗很低且呈电阻性，典型值为平衡的 73Ω。归纳起来，从电流分布可以明显看出，长度为半波长奇数倍的偶极子的阻抗低，而长度为半波长偶数倍的偶极子的阻抗高（分别如图 14-1c 和图 14-1b）。其他长度的偶极子阻抗不是纯电阻性，这样的偶极子没有谐振。对于长度是对应于工作频率为半波长整数倍的偶极子，其辐射方向图会出现附加的波瓣，例如长度为 1 和 1.5 倍波长（如图 14-1 所示）。由图可以看出，波瓣的数目等于半波长数目的两倍。这个方向图针对在自由空间的天线，如远离地面的情况，而地面作为反射体会改变天线的方向图。 193

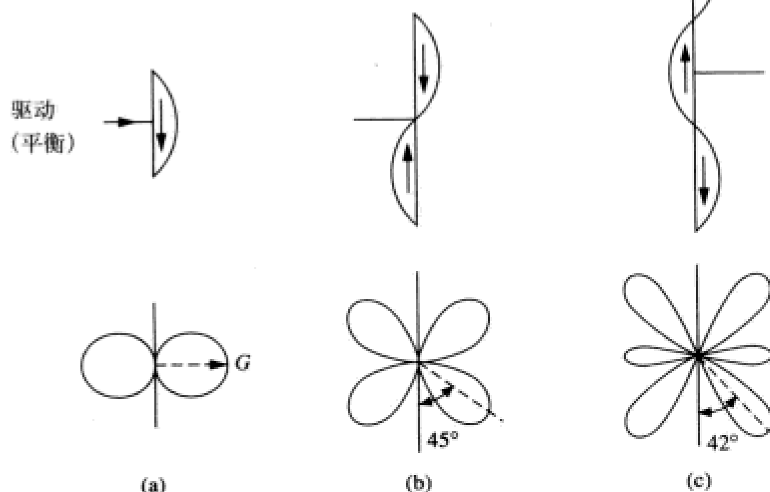


图 14-1 远离地面的垂直偶极子的电流分布和垂直平面辐射方向图。相对于无方向性天线，理想无损耗半波偶极子在水平面的功率增益 $G = 1.65(+2.15\text{dB})$
(a) 长度=$\lambda/2$ (b) 长度=λ (c) 长度=$3\lambda/2$

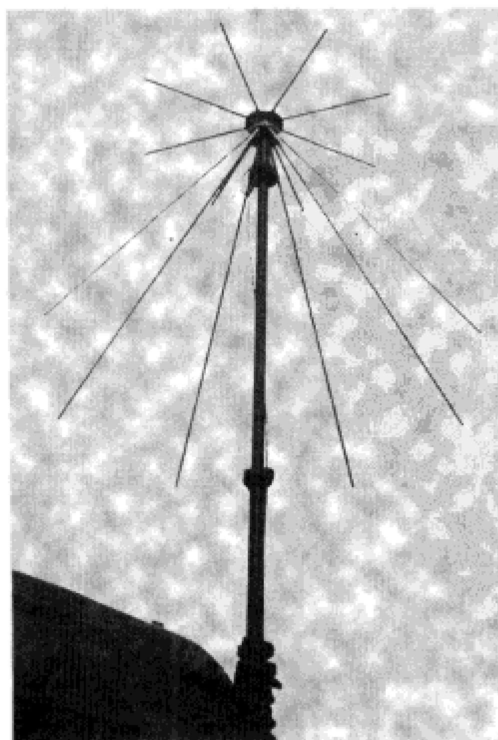


图 14-2 959“螺旋形”骨架盘锥天线，额定频率 30～76MHz，功率 50W。元件是塑料外壳封装的镀铜钢螺旋弹簧，所以天线小巧轻便，并且不会折断（承蒙 Racal 天线有限公司允许复制，www.racalantennas.com）

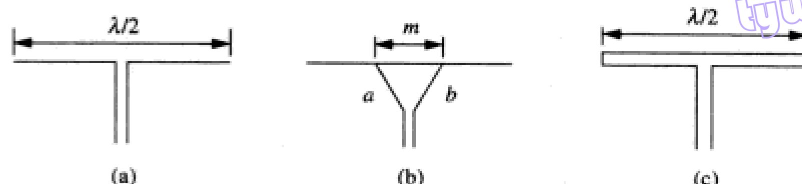


图 14-3 半波偶极子的馈电方法

(a) 中心馈电的天线 (b) 分开馈电的天线 (c) 折合振子

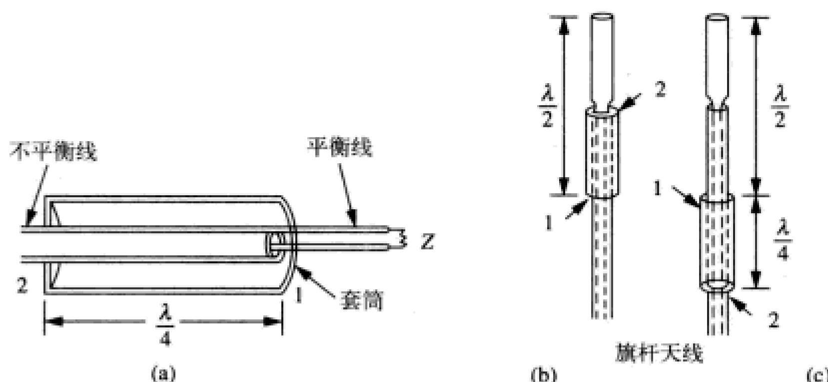


图 14-4 平衡天线与不平衡馈电线匹配

(a) 套筒巴伦（图中是套筒的截面）

(b) 同轴线（不平衡）馈电的偶极子，在 2 处短路的外层套筒反射到 1 处成开路（套筒外层）

(c) 另一种结构

图 14-3a 中阻抗为 73Ω 的半波天线与平衡的双线馈电线连接不方便，因为平衡双线馈电线的阻抗通常是大约 300Ω，不过，通过三角形匹配（delta match）可以满足要求（如图 14-3b 所示）。另一方面，75Ω 的同轴电缆与 73Ω 的半波天线直接连接在阻抗上基本合适，但同轴电缆是不平衡的，可以用比值为 1：1 的平衡变换器（见第 4 章），不过这种平衡变换器是宽带设备，用在本身是窄带辐射器的偶极子上是一种浪费。窄带平衡—不平衡变换器可以通过各种方式得以实现，如图 14-4 所示，适当选择尺寸可以使天线与 50Ω 的电缆匹配，在发射系统中经常用到 50Ω 的阻抗。对于接收，例如超高频（UHF）波段的 IV/V 电视，常常采用不加平衡—不平衡变换器的 75Ω 的同轴电缆，通过长度为几个波长的馈电线逐渐实现从平衡到不平衡的变换。注意到电缆中的一个波长仅仅大约是自由空间波长的 0.6 倍（0.6λ），因为信号在电缆中的传输速度仅仅大约是真空中的 60%。对于甚高频（VHF）调频，平衡的 300Ω 双线馈电线经常用于折合振子的馈电，如图 14-3c 所示。两个靠得很近的振子相当于比例为 2：1 的变换器，把单个半波振子的 73Ω 阻抗变成 292Ω。平衡馈电线即使靠近干扰源也很少受到干扰。而对于不平衡的馈电线，在天线与接收机之间可能串联有感应的干扰电压，这个干扰电压与外部干扰源有关（不一定相等）。对于平衡馈电线的情况，感应的干扰电压以共模形式或推挽方式在两根导线中都会产生，然而接收机（理想化的）只对导体之间的普通模式（横向的或推拉式）电压有响应。顺便提一句，折合振子经常用在多单元的八木天线中，与 75Ω 的馈电线相连接。原因是寄生单元（反射器和引向器）的作用将大幅度地减小单根 λ/2 振子的阻抗，用折合振子将恢复到所需要的 75Ω 阻抗水平。

194 ~ 195

到目前为止，所考虑的天线都是平衡型天线。非平衡天线的工作性能可以通过观察变更的

平衡天线来近似。图 14-5a 所示为一个垂直的半波偶极子天线，在偶极子的两个臂之间水平插入一块高电导率并且无限延伸的金属片（用长度延伸到很多个波长的铜片，其近似程度已足够），196 并且给出了它的等效电路。注意到所有的电力线与金属片垂直相交，所以不受影响，同时圆形的水平磁力线与金属片平行，不切割导体，所以也不受影响。因此场方向图同样不受影响，一半能量向上辐射，另一半向下。如果现在将偶极子的下面部分移开，则所有功率都馈送到上面部分（注意对已经变成 37Ω 的输入阻抗进行匹配），导电平面上 $\lambda/4$ 单极子的远区辐射场的方向图与 $\lambda/2$ 偶极子上半部分的方向图形状一样，只是在强度上高 3dB，或比各向同性天线高 5.15 dB。导电平面常常是“地平面”，例如，导电性非常好的土壤。如果地平面不理想（例如一般的土壤条件），那么主瓣不会向下延伸到地平面，这种情况在 $\lambda/4$ 单极天线（同样可用于其他模型）的图 14-5b 中用虚线标出，天线的电压驻波比（VSWR）将很高。通过埋设放射状的导体或铁丝网构成的地垫，可以极大地改善电压驻波比 VSWR，地垫向外延伸到半径等于天线的高度，但是对于低角度辐射需要将地垫延伸得很远才能有任何明显的改善，所以这样做常常不经济。图 14-5b 所示为各种单极天线的情况，包括顶端加载 $\lambda/4$ 单极天线（T 型和倒 L 型天线通常用在波长很长时减小天线高度）和（3/4）λ 单极天线。高达 $\lambda/2$ 的单极天线只有下垂到地平面的主瓣。高达（5/8）λ 的单极天线出现了小的第二波瓣，高达（3/4）λ 的单极天线具有与较低的波瓣一样大的第二波瓣。（注意到 T 形和倒 L 形经常用于远小于 $\lambda/4$ 波长的天线，因此这种天线即使采用加顶负载也不会自谐振，除非通过加电感负载，中波和长波广播天线就是这种类型，采用顶部电容加载可以使天线的有效高度接近其物理高度。）

对于地面上架高的天线，情况要复杂一些。垂直平面的辐射方向图取决于天线本身的方向图、天线离地面的高度、天线的极化方式以及地面本身的特性。如果地平面理想，水平极化波在反射时会发生反相，并且没有损耗。因此，可以认为有一个“镜像”天线在地面之下，只不过是反相施加电压。由于地平面上的所有点与天线和它的镜像距离都相等，在高度为零的地方没有净辐射能量。垂直极化波在“伪布鲁斯特角”以上不会反相，但小于这个角度会反相。对于理想地面，这个角度为零，因此在仰角为零的地面上有最大辐射。但是在实际中，没有标准的甚至是“好”地面，伪布鲁斯特角不等于零，因此对于擦着地面入射的射线，反射时会反相，197 所以在高度为零的地方辐射为零。

对于既不是水平极化也不是垂直极化的天线，在地面上的辐射方向图会有一个或多个波瓣，这取决于天线离地面的高度。天线离地面越高（相对于波长），就会有越多的波瓣。另一方面，水平面或方位方向图取决于天线本身，因此对于垂直振子的水平面方向图是全向的，对于水平振子基本上是 8 字形。

通过仿真和实际测量（例如通过直升飞机绕着装有待测量的天线飞行），实现了对各种天线的辐射方向图的许多研究。给出的许多不同种类的天线，如果它们的安装高度不同并且用于通信允许的频带很宽，那么这些天线的变化形式是无限的。图 14-6 给出了计算机仿真的工作于 14MHz 的水平半波振子的辐射方向图，它安装在距离不同种类的地面 $\lambda/2$ 处（10.7m）。这个图为天线在仰角面的辐射方向图，它在方位角零度取最大值，如垂直于振子轴线的方向。可以看出，主瓣的大小和形状受到地面条件的影响小，然而，由于下面的原因，它们会严重影响天线垂直方向的辐射。

天线在一定的安装高度，向下的辐射到达地面会反相。由于反射波在反射之前已经反相，所以地平面的反射波和天线本身的向上辐射波同相。但是，当反射波回到天线的时候，在天线处又与向上的辐射波反相，因此将抵消向上的辐射。如果天线下面的地形是很好的反射体，则

反射波的幅度几乎不会减小，所以反射波和辐射波几乎完全抵消。对于较差的地面，一些向下辐射的能量穿透地面并被吸收，同时反射波的相位翻转不完全等于 180°，因此减小了回到天线的反射波，使反射波和辐射波不会完全抵消，在垂直方向留下可观的净辐射能量。

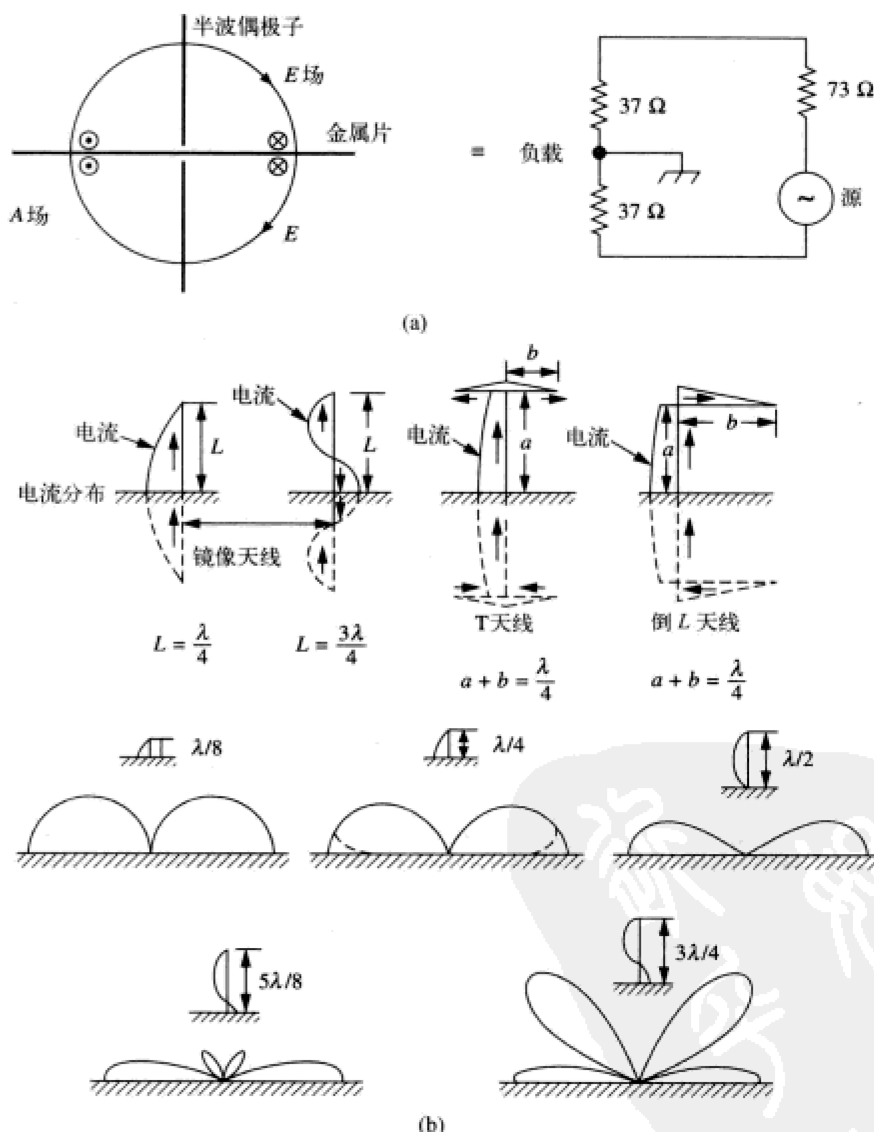


图 14-5 单极子天线是非平衡辐射器

(a) 由半波偶极子衍生的带有接地板的 1/4 波长的单极子天线

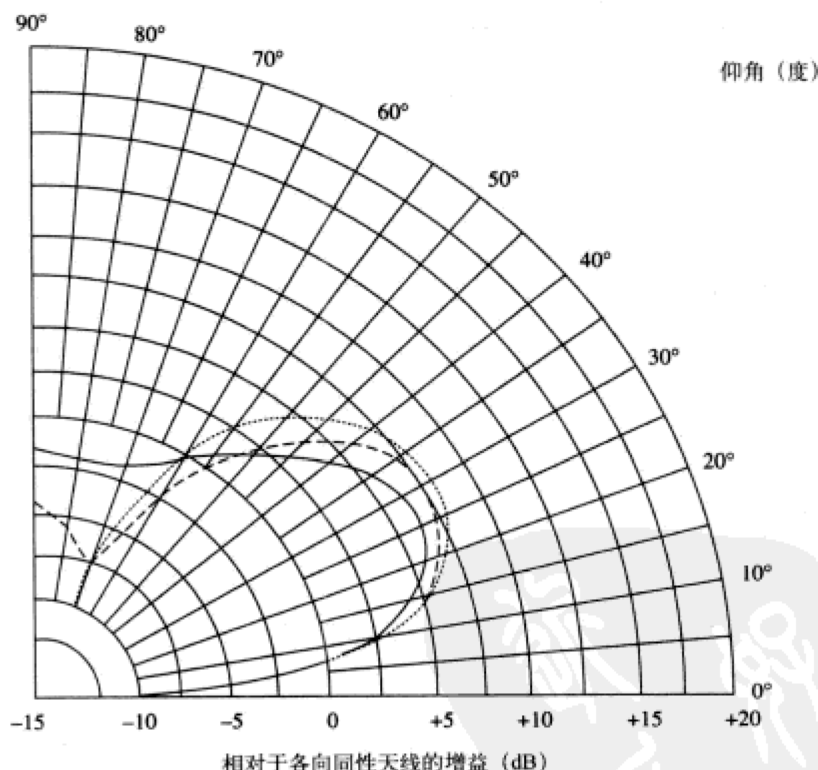
(b) 各种垂直单极子的电流分布辐射方向图（垂直平面），它们在水平面都是全向的

如果提高天线的高度，在垂直方向或者在垂直线的两侧零点（或最小值）将分成两个。两个零点之间的角间距离随着高度的进一步增加而增大，进一步又会有零点出现并会同样地分开。

在更高的频率，如30MHz，安装高度以波长来计，同样为 λ/2的水平半波振子的垂直辐射方向图与图14-6非常相似。但是天线安装在与图14-7相同的物理高度，即10.7m 或近似等于一个波长，在垂直线的两边将有两个明显的波瓣。在它们之间的45°仰角有一个很深的零点，在地面良

198

好（高电导率和介电常数）的情况下，辐射零点比各向同性天线低8dB或更低——在海水的情况下低得更多。在地面条件不好的情况下，零点仅仅比各向同性天线低5dB，如果通向远处接收机的唯一路径在45°的仰角内，情况会明显好些。当然“好”土壤不是必备的优点。将30MHz的水平半波振子安装在高度为2λ 处，在垂直线两侧各有4个波瓣。这些波瓣中最深波瓣仰角大约是14°，如果不考虑土壤类型，将是很深的，比各向同性天线低10dB，除开海水的情况，较高的零点将逐渐减少深度。在许多情况下，穿过给定距离的路径需要用到高频通信。主要是短距离——例如战术通信——或作为长距离通信的主要媒质，如外交通信。可以选择天线的安装高度避免在通常的工作频率范围内在所需仰角方向出现零点。



14MHz 的水平半波振子的辐射方向图（在垂直于振子的垂直平面），安装高度等于半个波长。有以下类型的地形：

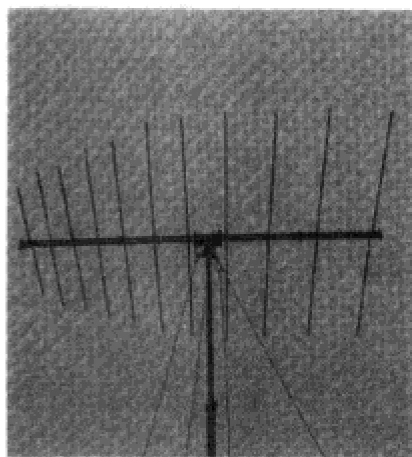
土壤 - - - - - -（好的）　　　　海水 ………………

土壤 ————（差的）

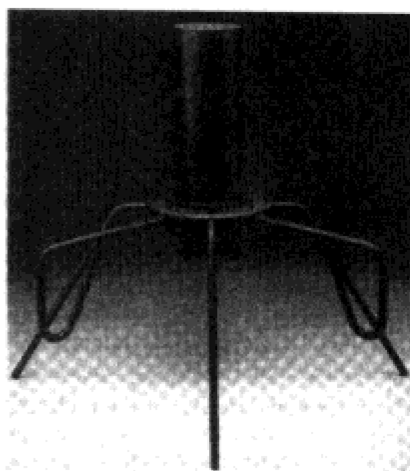
图 14-6　14MHz 的水平半波振子在垂直于振子的垂直平面的辐射方向图，天线安装在地形不同的地面上，高度等于半个波长（10.7m）

天线是一个互易设备，在接收或发射时具有相同的极化方式。当天线发射的时候，周围的场是以天线为中心向外辐射的球面波。作为接收机，到达接收天线的电磁波是平面波，这些波在天线终端激励产生电动势。对于半波振子，电动势等于 $2/\pi$ 乘以 lE，其中 l 是以米为单位的振子的长度，E 是电场强度，单位是伏特每米。这个电动势与 R_t 相串联，R_t 是天线的源电阻。如果半波天线与匹配负载连接，于是满足最大功率法则，天线的终端开路电动势有一半将加到

负载上，在源内部消耗的能量与负载上的能量相同。与传统的信号源不同，消耗在天线上的功率不是以热的形式出现（假设 R_1 很小），而是被天线作为既有近区场又有远区场成分的球面波再次辐射出去。因此在天线的附近，合成波是原始的平面波和再次辐射的球面波的叠加。



(a)



(b)

图 14-7　天线

(a) RA752 圆柱导体构成的周期性甚高频定向天线，额定频率 30～80MHz，功率 400W。为了轻便、经济和便于运输，对较长的元件进行加载，使其物理长度小于电长度

(b) RA978 超高频地对空全向单极子天线，额定频率 220～400MHz，峰值功率 1.2kW，满足 CAA 和 NATO 的规定（承蒙 Racal 天线有限公司允许复制，www.racalantennas.com）

无耗接收天线能够传输给匹配负载的最大能量与它的“有效面积A”有关，有效面积是垂直于信号传播方向的面积。一个无耗各向同性天线的有效面积 $A = \lambda^2/4\pi$，A是波长的函数，与天线的物理尺寸无关。对于实际的天线，$A = G\lambda^2/4\pi$，式中G是天线的功率增益，无耗偶极子的有效面积是 $A = 1.65\lambda^2/4\pi$。

在天线设计的某些方面特别是宽带天线设计中要重点考虑巴比涅原理。巴比涅原理[5]描述了外形互补的辐射体的场的解。如图 14-8 所示为在无限大的金属片上有一条缝构成的辐射体，通过 a 点和 b 点之间施加电压进行激励。同时给出了一个尺寸与缝一样的金属条组成的天线，通过位于中间窄缺口上的 c 点和 d 点进行激励。巴比涅原理表明，若馈电点的阻抗是 Z_{slot} 和 Z_{strip}，那么 $Z_{slot}Z_{strip} = 1/4Z^2$，其中 $Z = \sqrt{(\mu/\varepsilon)}$ 是天线所处的媒质[通常是空气（或太空）]的阻抗，这时 $Z = 377\Omega$，这是自由空间的特征阻抗。

由此得出推论：如果一个天线的金属区域与金属之间的空隙区域完全吻合，则天线的方向增益、波束宽度和阻抗在很宽的频率范围内都是常数，可以达到一到多个倍频程，例如图 14-9 中的螺旋天线，这取决于特殊的设计。这种天线在二维（例如图 14-9 中在背部较远处带有金属片反射器的平面螺旋天线）和三维（例如圆锥形的螺旋天线）结构中得到了运用。

200

在很多情况下，从 VHF 和 UHF 袖珍寻呼机到军用战术高频通信系统，基于尺寸和重量的考虑，被迫采用尺寸远小于半波振子的天线。这种天线凭其本身的能力无法谐振，但是采取一些措施可以使它谐振。例如，一个 $\lambda/4$ 振子可以在末端加盘，就像软饮料罐的末端一样。在这里尺寸相对于波长要小一些，既可以采用环也可以采用振子，内嵌的调谐元件可以使天线谐振

（如图 14-10 示）。然而电长度非常小的天线的辐射电阻非常低，这将导致两个重要结果。首先，天线的电抗与 R_1 的比值很高，当使天线谐振时 Q 值很高，可用百分比带宽会很窄。其次，R_1 远

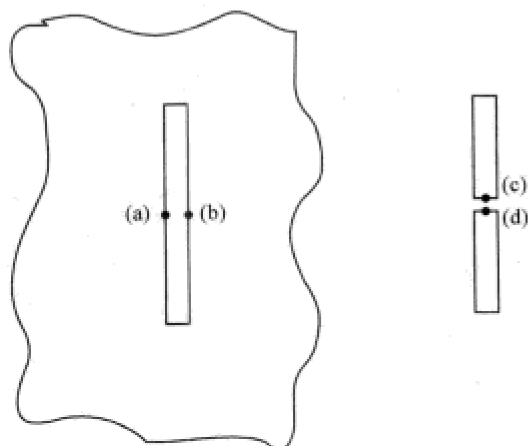


图 14-8 当缝隙和偶极子天线的面积相等时，缝隙和偶极子天线等价


图 14-9 金属区域与空白区域相等的螺旋天线

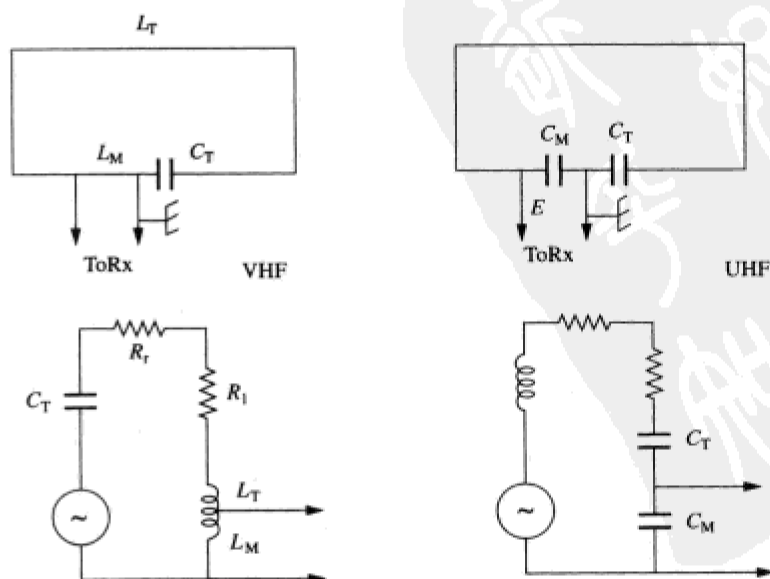


图 14-10 电尺寸小、调谐并匹配的天线及其等效电路

大于 R_r 将导致天线的效率很低。即使 R_l 能够减到零（在理论上可以使用液态氦和超导体来实现），由于振子或环的电抗与辐射电阻 R_r 的比值很高，带宽仍然很窄。如上所述，缝隙不是由物理尺寸而是由波长决定的。实际对于无源电尺寸小的接收天线的设计已很好地证明其增益达 20dB 或更低的各向同性（尽管对于小的有源天线这不是必须的）。这么低的数字完全是因为损耗电阻 R_l、小振子或环仍然有方向性或相对于各向同性天线的增益。有关电长度很小且主要用作接收的天线的文献很多[5,6]。

在 1GHz 及以上的频率，可以采用贴片天线。一个贴片或“微带天线”由敷在电介质底层上的很薄的平面金属片组成，介质底层放置在比这个金属片大的地平面上，这种天线具有高 Q 值。如果在两点给它加上正交馈电信号，贴片天线将产生圆极化辐射——当然也接收这种辐射。如果这个贴片不是十分方正而是有点矩形（经常“紊乱”设计，例如，缺一个或多个角），则在单点偏移馈电的情况下，天线会产生圆极化辐射。这种方式产生的圆极化辐射的带宽要小于正交馈电所得到的带宽，甚至在可以接受的电压驻波比（VSWR）的条件下带宽更小。此天线一般用在全球定位系统（GPS）接收机中。它辐射的是左旋圆极化波还是右旋圆极化波取决于馈电点的位置，通常采用右旋圆极化。就其本身而言，贴片天线不突出，甚至可以安装到曲面上，这一点使它们作为飞行器天线而十分流行。

圆极化辐射由两个幅度相等的分量组成，这两个分量的波前传播方向相同。相对于传播方向，一个分量是垂直极化而另一个分量是水平极化。如果这两个分量同相位，合成的结果是倾斜 45°的极化，可以通过一个位于合适角度的振子来接收，但如果振子转动 90°将接收不到信号。而对于圆极化，一个分量与另一个分量实际上是正交的，因此不论振子的方向如何，都可以接收到信号。

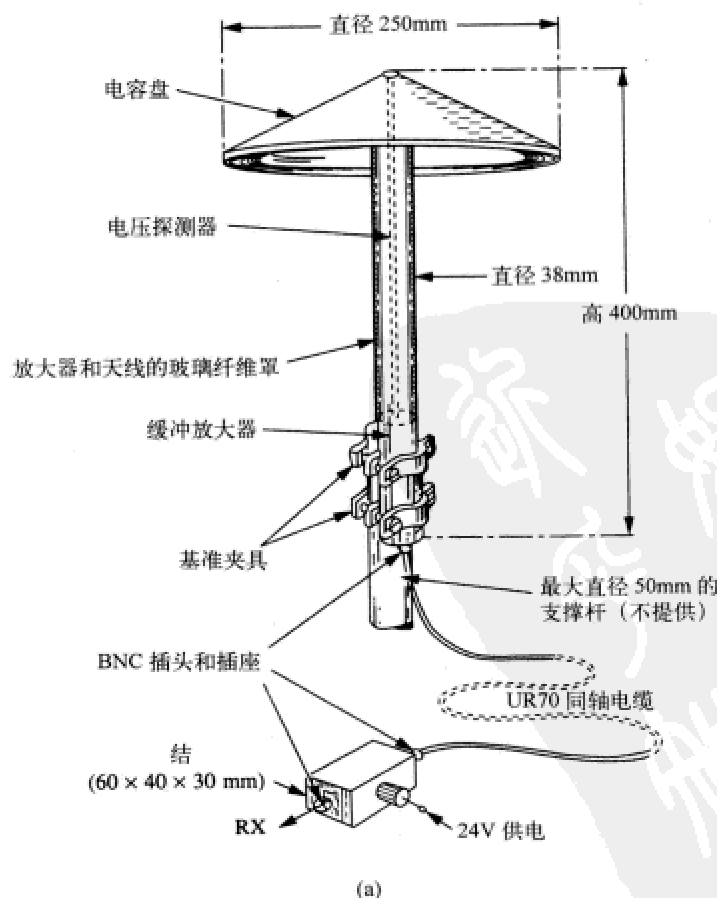
前面讲到的是电尺寸小的无源天线，这种天线一般只能用于接收，另一种方法是把它直接与馈电线匹配，把它设计成有源天线。对于一个电尺寸小的偶极子或单极子，可以把放大器的输入阻抗设计得很高，而对于一个小的有很低的输入阻抗的非调谐环天线，在任何情况下放大器的输出阻抗都设计成与标准馈电线匹配，例如 50Ω。由于这种天线的物理孔径小，没有匹配，提供给放大器的有用信号能量很小，但是这个信号有足以超过放大器的内部噪声，使放大器仍然可以满意地工作。有源天线特别适用于低频（LF）、中频（MF）和高频（HF）段，在这些频段它们的内部噪声大大超过热噪声，于是，适当地设计放大器可以使信号超过内部噪声。很多厂商都提供有源天线，在很多情况下内部电路设计是厂家的秘密。图 14-11 给出了一个有源高频天线，即使它不在目录中，也是有源天线设计的典型。

如刚刚提到的一个有源天线，是由信号的电场分量进行有效控制。如果是电尺寸小的天线必须放置在受静电干扰影响的位置，一个环天线——理论上由信号的磁场分量控制——或许证明更为合适。图 14-12 所示，从参考文献 8 复制，给出了这样一种有源环天线，其增益在 8dB 和 10dB 之间可以由开关控制。用 8AWG 的电线绕三圈，线圈直径为 15 英寸，线圈之间间隔为 0.5 英寸，用两组 10～330pF 的电容进行调谐，覆盖频率 4.4 到 16MHz。把一个 48 英寸长 0.25 英寸宽的铝片弯曲成一个环，可以覆盖从 13MHz 到超过高频（HF）频带的顶端频率，在降低性能的条件下可以到 55MHz。

202

利用商用环形天线，对静电干扰具有极高的隔离作用，这些环都封装在接地的屏蔽管里面。管子中有小的间隔以免出现线圈短路，使磁场能在线圈内部产生感应电动势，同时避免天线受到任何静电干扰[8]。

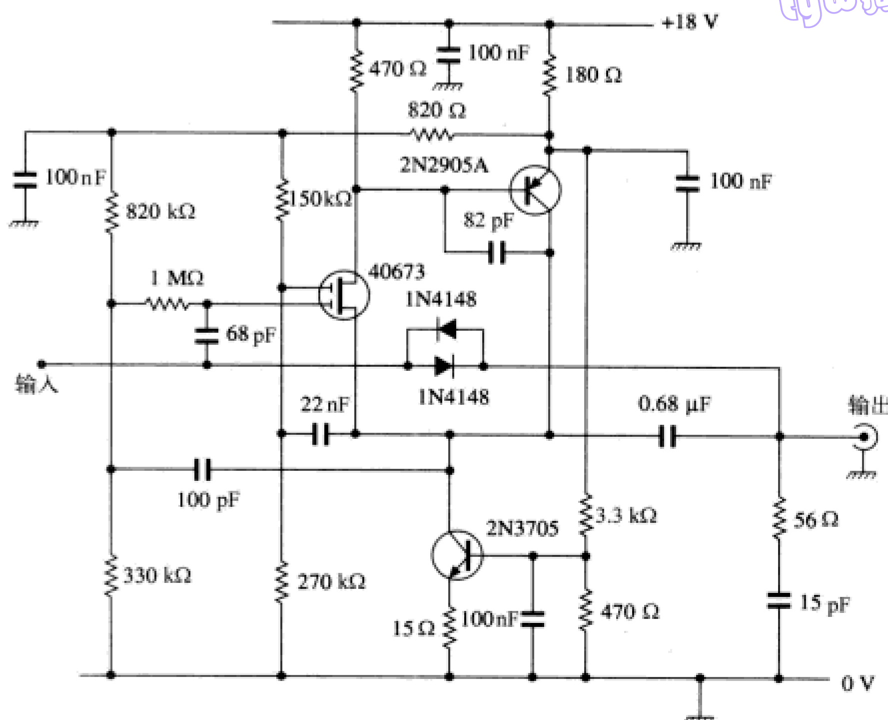
通常要求发射天线的效率比接收系统中可以接受的天线效率更高。然而，物理法则是不可能变的，对于工作在高频频段低端的战术天线，人们不得不接受其效率低到很小百分数的情况。这种天线通过加上负载电阻可以将频带展宽，在频率较高时天线的电尺寸（相对于波长而言）很大，这个电阻不起作用，但它可以使发射机的工作性能很好，因为这个电阻可以使天线在 2～4MHz 的范围内维持电压驻波比（VSWR）在有限的范围（例如，小于 2.5：1）。这是一种口碑很好、在业余无线电爱好者中很受欢迎的天线，如图 14-13 所示，它一般称为"澳大利亚振子"，由政府机构和商业公司测试和使用。总长 40.4m，最小额定频率 3MHz，这种天线实际上只比半波振子短 20%，它的主要优点是频率从 3～30MHz，电压驻波比都维持在 2.5：1 甚至更好，同时在所有工作频率内对发射机提供合理的匹配，保证将大部分可用功率辐射出去，它的实际辐射方向图完全是另外一个问题。这种天线在方位角平面的方向图是 8 字形，在仰角面的方向图取决于它的放置高度和工作频率。但是总的来说，仰角方向图在更高频率上有多个波瓣。从前面的讨论中可以明显看出，实际的天线放置高度、天线在任何给定仰角、任何频率上相对于各向同性天线的增益或损耗，都是不确定的，甚至附近地面的湿度不同，天线的增益或损耗都各不相同。



(a)

图 14-11

(a) 高频有源天线，给出了它的总体机械结构图和功率输入连接盒



(b)

辐射方向图：水平面全向，垂直面半环形
频率范围：10kHz～30MHz
互调：对于两个 30mV 的信号，二阶互调的典型值优于−80dB，三阶互调典型值优于−110dB
交叉调制：对于一个电压为 2V 的无用信号，在 50%调制时，有用信号的交叉调制小于 10%
模块化：达到 1dB 增益压缩，在 30MHz 有 4V 的电压信号输出
放大器热噪声：在 6kHz 带宽的噪声输出，1MHz 处为 0.3mV，20MHz 处为 0.1mV
超载：对于 30V 的电动势穿过探测器，接收机的输出最大值为 5V 电动势（场强 100V/m）
功率：直流电压 18～24V，电流 50mA
输出阻抗：75Ω

(c)

图 14-11 （续）

(b) 天线的电路图 (c) 主要性能特点

204～205

另一种电尺寸小的发射天线叫做“交叉场天线”，最近几年它引起了人们浓厚的兴趣。前面已经指出，在振子附近的电场和磁场（E 和 H）有 90° 相位差，因此在振子附近存储的能量等效为一个调谐电路存储的能量，辐射只有在远场才明显，在远场 E 和 H 分量同相，相互正交，并且都垂直于传播方向，就像坡印亭矢量描述的一样。交叉场天线的目的就是通过分别激励电场和磁场来合成坡印亭矢量，并且在天线周围的同一个相互作用空间将这两个分量叠加，得到辐射功率通量 $S = E \times H$，x 表示矢量叉乘。将输入功率分开，一半功率供给一对电极，这对电极设计用来产生所需要的电场辐射方向图，另外一半功率用来产生相应的磁场。在文献中曾经描述过的一个系统版本据称覆盖了 1.8～28MHz，尽管应当强调这个带宽不是瞬时带宽。随后典型的变化从 3.65MHz 的 100kHz 带宽到 21MHz 的 400kMz 带宽，当工作频率改变的时候，功分

器和移相单元的元件都需要再次调整。据称这个系统的性能良好，但由于这不是正统的方法，受到了许多传统天线支持者的争议。

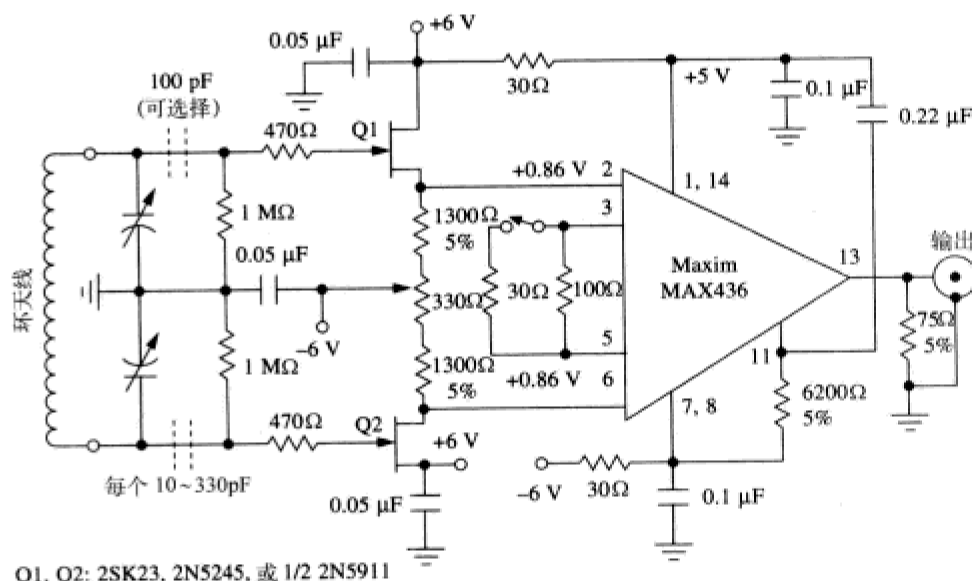


图 14-12　高频环天线

（本图经 *Electronic Design* 允许复制，July 22，1996，版权 1996，Peton 出版公司）

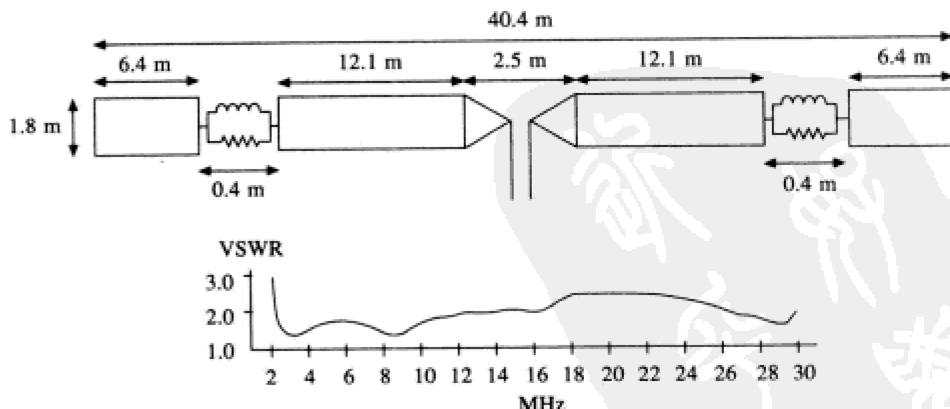


图 14-13　“澳大利亚振子”在 3～30MHz 的范围内电压驻波比低于 2.5：1

到目前为止，只考虑了简单天线，如偶极子、单极子、环天线等。由多个单元组成的天线可以提供比单个振子更高的方向性，并得到比 $1.65\lambda^2/4\pi$ 大的孔径（针对在感兴趣的方向发射和接收而言）。在高频天线中，天线的功率增益 G 可以达到 10～20 倍（10～13dB）。由于天线的尺寸大，这种高增益天线通常限制在固定的方向工作，可以采用可旋转的高增益高频天线（适合这个目的的一种天线是“对数周期”天线，如图 14-7a 所示，这种天线设计成能够覆盖相对宽的频带的多单元天线）。这用于人们知道通信连接的另一端在哪儿的情况。对于通信方向更不固定的情况，例如地/空通信，或者消息需要广播到多个传播媒介，连接两端的天线更倾向于设计成尽可能是全向的——这个要求在飞行器上并不容易实现。在 VHF 频段，增益可能超过 20dB，

采用阵列天线，如许多八木天线。(八木天线是窄带的，由半波振子加上用于修正方向图的寄生单元组成，反射器在主单元后面，多个引向器在主单元前面。)

对于细导线半波振子，$1.65\lambda^2/4\pi$ 平方米的孔径面积似乎与其实际面积没有相似之处，因为后者明显远小于前者。但是对于大的天线阵，或抛物面天线，总体尺寸可能是波长的很多倍，其实际的物理面积近似等于有效面积 $A = G\lambda^2/4\pi$。例如物理面积为 a 的微波抛物面天线的有效面积大约是 $A = 0.6a$。(系数 0.6 是由于不可能设计出这样一种在反射器上能均匀分配功率、在反射器边缘不泄漏任何能量的馈电系统。) 因此在微波波段，通常采用抛物面天线，增益可达 40～50dB。

在各种定向天线中，增加所需方向的增益是以减少其他方向的增益为代价的。对于高增益天线，通常有很多"旁瓣"，尽管旁瓣方向的增益远远低于主瓣，还是值得考虑。在一些情况下，定向天线用来从需要的信号中抑制而非增加来自不同方向的不需要的信号。一个普通的例子就是电视接收，前后比高的天线能够减少所需要的信号反射或其他电视台的干扰而引起的重影，仅仅在空间应用或微波传输中采用方向性很强的抛物面天线的时候，才运用自由空间的路径损耗公式。 206

到目前为止，只考虑了单个天线，然而这一章若不提到天线阵就不完整。天线阵可用作很多目的。例如呈一条直线排列的天线阵，通过一个分配器将发射机的功率大小相等相位相同地送给各个单元天线，这种天线阵将产生窄的波束，在阵的垂直方向上形成一个长而细的像 8 字形的波瓣，加上各种旁瓣。另一方面，如果每一个单元天线用大小相等相位依次延迟的信号来馈电，就可以实现窄的端射波束。这样的线性阵列，如果可调整的相位排列合适的话，可以作为定向接收天线系统，也可以作为测向 (DF) 系统。按圆周排列的单极子天线阵用在高频测向系统中，例如用在乌兰韦伯 (Wullenweber) 系统 (在这里的孔径大，允许合成的波束窄，尤其是在高频段的频率高端) 中，或者用在 VHF 频段，例如短距离海岸测向装置。在空间有限的地方，需要采用紧凑的阵列，例如贝利尼－托西 (Bellini-Tosi) 天线 (由连接到测角器的正交的三角形环组成) 曾经广泛用于船载测向 (DF)。另一个例子就是爱德考可 (Adcock) 测向天线 (由四个垂直半波振子组成，这四个垂直半波振子安装在抬高的十字交叉臂末端，并与相差测量装置连接)，应用于战术测向，在这里需要对它进行快速调配。

在高频 (HF) 和甚高频 (VHF)，限制测向系统精度的主要原因是接收到了不同的射线，例如，同一个信号由于传输的路径不同所造成的不同的射线。在高频，这些射线通常来自不同的天波路径，而在 VHF 可能既有直射波又有反射波。以上都是多径传播效应的例子。另外，在战术环境中，同信道信号的测向常常引起人们的很大兴趣。

最简单安装的二单元天线阵可以给出截获信号的方向，但是不能区别真的方向和 180°"相反"方向。在一些应用中，例如在战术军用环境，这不是一个问题，因为敌方的信号将产生于我们军队的前线 (FLOT) 一侧。在另外的情形下，可以稍微转动一下天线阵，就可以解决这种方向的不确定：如果阵列逆时针方向转动，在右侧单元天线上的信号相对于左侧单元天线有相位超前，表明信号源在阵列的前方，如果相位延迟就表明信号源在阵列的后方。这是一些隐蔽的车载跟踪系统的基本原理。

如果阵列只接收了通过一个路径来的信号，则两个天线的信号幅度相等，至少当目标在正前方的时候是这样的。如果两个天线的信号幅度不相等就表明信号是由两束射线或波阵面组成的，来自于稍微不同的方向。基于两束射线都是低仰角到达这样的假设，对甚高频是这样，但对高频则不是，这使得估计两束射线成为了可能。但是在很多情况，例如对于高频信号或多于两束射线的情况，这种估计就不可能了。如果在阵列中另外加一个或两个天线，可以得到更多的数据，这种方法已经得到了进一步实施。

图 14-14 是一个硬件的方框图，它用于运行先进的超分辨率测向（SRDF）算法，例如多信号分类（MUSIC）用于处理从八个天线组成的阵列中收集的信号，这个系统用于处理多径接收的信号和同一信道的多个信号。SRDF 算法需要知道天线阵排列的方式，例如，每个天线相对 x、y 和 z（高度）的坐标，一些不规则的排列肯定是有益的。采用 SRDF，小的战术阵列能够提供同以前的阵列相似的性能后者要达到这一性能需要更大的安装位置[9]。这个系统也提供自适应波束形成能力，它允许在感兴趣的截获信号方向产生波束，而且同时调整零点指向其他信号的方向，零点个数相对于阵列中天线的个数不会太多。

207

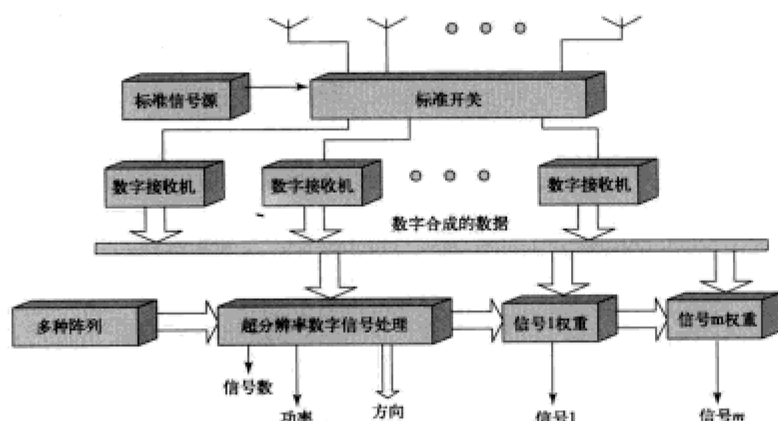


图 14-14　SRDF 的功能系统结构图

（承蒙 Roke Manor Research 有限公司授权复制，www.roke.co.uk）

国际电信联盟（ITU）的许多成员国维持监测电台，用于帮助警察机关监测频率分配使用的情况等。英国无线电机构的监测站位于 Baldock，现在使用一个超分辨率测向（SRDF）系统，利用已有的大的高频接收天线阵的一部分。北美、澳大利亚和各个欧洲国家也采用了相似的系统。

超分辨率测向（SRDF）系统在极端的安装环境下也能提供良好的效果，例如在军舰上，在这里，天线最好的安装处，即最高的桅杆顶端，这对于测向（DF）装置一般是不可能的，天线在其他的所有位置都自然会受到严重的本地多径干扰，这是由于有舰船上部构造的反射。采用特殊的技术，包括对全方位范围内的已知目标进行校准，使 SRDF 算法能够工作在这些极端的条件下。

最后，对场强进行测量有特殊的天线，这在第 16 章中将会讲到。

参考文献

1. Kraus. *Antennas*, McGraw-Hill, New York (1950)
2. Jasic (ed.) *Antenna Engineering Handbook*, McGraw-Hill, New York (1961)
3. Schelkunoff and Friis. *Antennas, Theory and Practice*, John Wiley and Sons, New York (1952)
4. Terman. *Radio Engineering*, 3rd edn, McGraw-Hill, New York, p. 716
5. *Antenna Handbook* Y. T. Lo, S. W. Lee (Eds) Van Nostrand Reinhold Co. (With excellent index)
6. Virani. Electrically small antennas. *Journal I.E.R.E.*, **538**(6), 266–74 (Sept–Dec 1988)
7. Fujimoto *et al. Small Antennas*, Research Studies Press
8. Salvati. High-Frequency Loop Antenna, *Electronic Design*, July 22, 1996
9. Tarran. HF tactical superresolution DF and adaptive beamforming

208

第 15 章　衰减器和平衡器

衰减器是一个类似有损耗传输线的网络，因此衰减器的输出信号小于输入信号，而其他参数不变。像传输线一样，衰减器通常按照 50Ω 的特征阻抗设计，并且类似于好的传输线，衰减器的频率特性也很理想。这与长损耗线不同，它没有延迟，即通过衰减器的路径长度理想值为 0。一个衰减器在输入和输出端呈电阻性的阻抗 R_0，可以用 3 个电阻连接的 T 型或 π 型结构实现，如图 15-1 所示，图中给出了这两种结构的设计计算公式。第一个给出了根据衰减量设计 T 型衰减器串联和并联电阻的双曲线方程，以奈培为单位的衰减 α 表示为 $\alpha = \ln(E_{in}/E_{out})$，即取电压比值的自然对数。第二种方式，采用输入输出电压比 N，要求衰减量 D 用 $D = 20\lg N$ 表示。这样就可以求出在任何衰减量和任何特征阻抗值时衰减器的电阻值，对于大多数普通衰减器的特征阻抗值为 50Ω 或 600Ω，查询公开发表的数据表更加快捷方便，如附录 3 。注意，如果电压（或电流）比值很大，那么输入和输出电路之间的耦合就很小，并且即使衰减器的另一端未终止，从衰减器的任何一端看进去电阻都很接近 R_0。因为衰减器的另一端即使有很小的功率输出，功率也大部分消耗在这端了。因此当 N 很大时，在 T 型电路中的 R_p 的值近似为 0，在 π 型电路中的 R_s 的值近似为无穷大；在 T 型电路中的 R_s 比 R_0 稍小，在 π 型电路中的 R_p 比 R_0 稍大。从图 15-1b 可以看出，对所有 N 值，T 型电路中的 R_s 与 π 型电路中的 R_p 互为倒数关系（结果就是 $R_{s(Tee)}R_{p(Pi)} = R_0^2$）。图 15-1c 所示衰减器由 8 个衰减器排列组合而成，可用开关控制其排列组合方式，衰减范围在 0～60dB，步进 1dB。通过增加 20dB 或 40dB 的衰减部件，可以将这个衰减器的范围进一步扩展。实际上前一种衰减器可以工作在更高的频率，因为当衰减器中单个衰减量超过 20dB 时，由于存在分布电容和分布电感将使误差较大。

可变衰减器在很多测量中很有用，已设计生产了许多连续可变的衰减器，这些衰减器由电阻元件构成，但价格昂贵，因为其中的 3 个电阻必须按非线性规律变化。在微波波段可以采用另一种工作原理的可变衰减器。基于波导截止原理的活塞式衰减器也可工作于 V/UHF 波段。另外 1dB 步进可调的衰减器价格适中且实用。假设用某种带指示的接收器测量一个信号发生器的输出，将一个放大器与衰减器串联在信号通路中，当衰减器调整到使接收器指示的值与先前的值一样时，放大器增益与衰减器衰减量相等。测量精度取决于衰减器的可变量，而非信号源或检波器。当然，信号发生器的输出不能太大以免放大器进入饱和。如果检波器的灵敏度有限，必须使信号电平大于放大器能够处理的范围，则可以将衰减器置于放大器之前。

固定衰减器对多级电路之间的隔离非常有用，虽然能量的损耗会较大。特别对于由信号源看过去匹配不好的负载，使用衰减器可以减少回波损耗，反之亦然（见附录 3）。有时需要将两个特征阻抗不同的系统连接起来，例如，用一个特征阻抗为 50Ω 的网络分析仪测量一个特征阻抗为 75Ω 的视频放大器的性能，对这种情况要采用阻抗匹配变换器，但它们的工作频率范围可能不一致。一种频带更宽的解决方法是采用一对“失配衰减器”（明显是用词不当，实际上应称为“抗失配衰减器”）。视频放大器的输入端接一个 50Ω 到 75Ω 变换的衰减器，在其输出端则反过来，接一个 75Ω 到 50Ω 变换的衰减器。图 15-2 给出了 T 型和 π 型失配衰减器的设计公式，注意这里的 N 不是输入／输出电压比，而是输入／输出功率比的平方根。衰减器要对任何阻抗

比进行匹配有一个最小损耗，例如一对阻抗比为 1.5 : 1 的衰减器（如 75Ω 到 50Ω），从图 15-2b 可以看出损耗不小于大约 6dB，除非采用负电阻，在这种情况下失配衰减器可以为 0dB 甚至有增益。在实际中，设计一个 10dB 的衰减器比较容易，因此对于前面提到的 75Ω 的视频放大器，其实际增益可能比测量值大 20dB。如果上面的衰减器用于测量一个 75Ω 滤波器的阻带衰减，这个失配衰减器 20dB 的额外衰减会限制测量范围。这种情况下，用小损耗的衰减器更好。它们是 L 型衰减器，这种衰减器只有两个电阻，一个串联电阻接高阻抗端，一个并联电阻接低阻抗端。

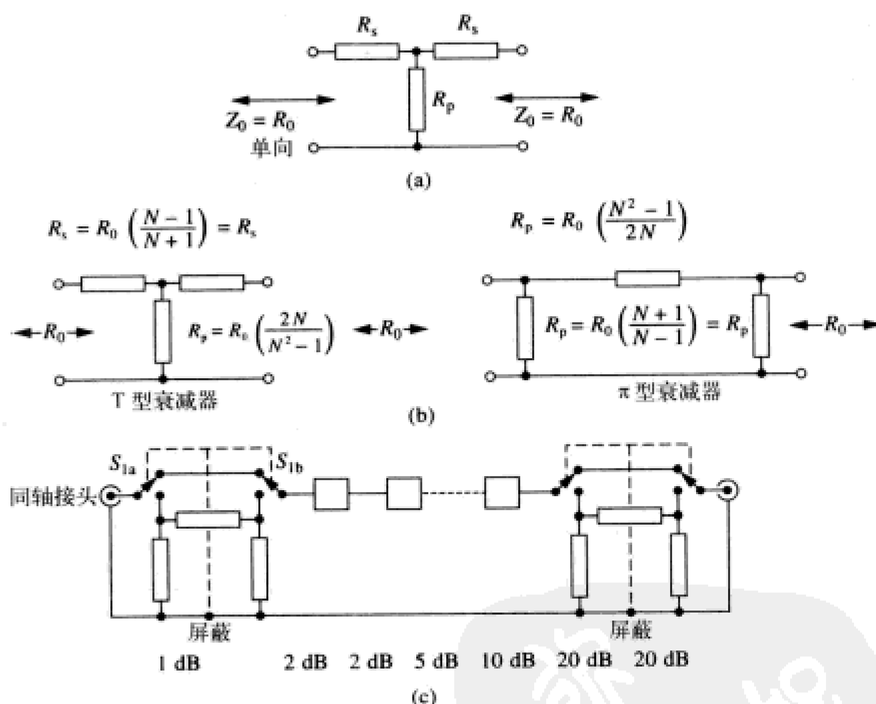


图 15-1　衰减器

(a) 按指数形式设计的衰减器：$R_s = R_0\tanh a/2$，$R_p = R_0/\sinh a$，所有 a 的单位为奈培

(b) 按输入/输出电压比 N 设计的衰减器：衰减量 $D = 20\lg N$

(c) 0～60dB，步进 1dB 的衰减器

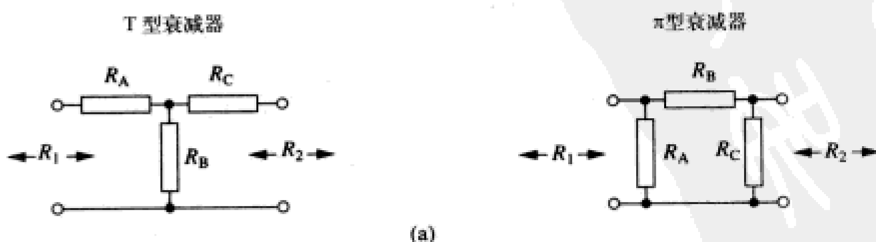
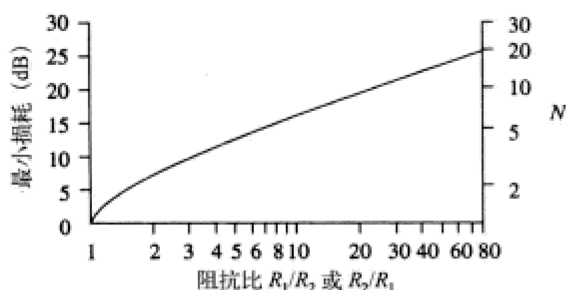


图　15-2

210～211

(a) 失配衰减器



(b)

$$R_B = 2R_0 \frac{N}{N^2-1}$$

$$R_A = R_1 \frac{N^2+1}{N^2-1} - 2R_0 \frac{N}{N^2-1}$$

T型衰减器
$R_0 = \sqrt{(R_1R_1)}$

$$R_C = R_2 \frac{N^2+1}{N^2-1} - 2R_0 \frac{N}{N^2-1}$$

$$R_B = \frac{R_0}{2} \frac{N^2-1}{N}$$

$$R_A = R_1 \frac{N^2-1}{N^2-2NS+1}$$

π型衰减器
$R_0 = \sqrt{(R_1R_2)}$
$S = \sqrt{(R_1/R_2)}$

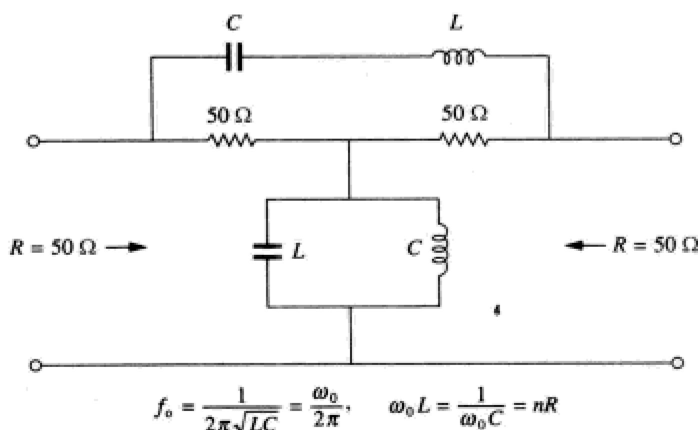
$$R_C = R_2 \frac{N^2-1}{N^2-2(N/S)+1}$$

图 15-2 (续)

(b) 最小损耗衰减器

尽管衰减器的衰减量与频率无关，但滤波器的衰减量随频率而变化。一个相位平衡器在任何频率下都没有衰减量，因此称为全通滤波器（APF），它用于提供一个随频率变化而变化的相移，典型应用于数字相位调制系统中，采用置于基带调制级前的 LC 或（更常用）有源 RC 低通滤波器，去限制传输信号带宽。APF 能用来纠正基带滤波器引起的相位失真，其目的就是使通过滤波器/平衡器组合的相移与频率成线性比例变化，当满足“恒定群延迟”的条件，数字数据流的所有频率成分都有相同时间延迟，因此不影响它们的相对相位，避免了信号传输中的码间干扰（ISI）。全链接滤波的作用通常是在发射机和接收机之间平分信号，在发射信号的占用带宽（OBW）和接收机噪声带宽之间获得最佳平衡。所有的平衡都可以在链路的一端实现，方便的话可以在发射机一端实现。一个一阶相位平衡器提供一个相移,这个相移从 0Hz 的 0°相移到远高于中心频率的 180°相移，中心频率为 90°相移。与频率变化相反，相位的变化具有固定的形式。二阶相位平衡器提供一个相移，这个相移从 0Hz 的 0°相移增加到远高于中心频率的 360°相移，中心频率为 180°相移。在中心频率相位变化的速度可以随设计者的安排而变。通常由许多部件组成的平衡器对平衡基带滤波器是必须的，参考文献[1]描述了一阶和二阶全通滤波器（APF）部件。如果基带滤波器有一个恒定的群延迟，则不需要相位平衡器，即在整个通频带，相移与频率成比例。在 LC 滤波器中，具有这种特性的最著名的设计是贝塞尔（Bessel）滤波器，但它的截止特性曲线太平缓，不能满足宽带抑制的要求。线性相位滤波器在通带边缘具有陡峭的截止特性，它采用非最小相位设计法，用电容器和电感器[2]实现。参考文献[3]描述了怎样用

有源 RC 电路的方法去实现这样一种低通滤波器。有限脉冲响应（FIR）滤波器本身具有线性相位/频率特性，可用于数字信号处理（DSP）或电荷耦合器件中。



$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{\omega_0}{2\pi}$，　$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = nR$

分数带宽 $B_W = 2\delta f / f_0$-3dB at $f_0 \pm \delta f$　　$1/B_W = n$ 与调谐电路一样，在那里 $Q = n$

212

图 15-3　恒定电阻带通滤波器

在前面的章节中提到过，在一个高级接收机中用作第一混频器的双平衡混频器应该在它的三端口的每个端口上具有理想的宽带 50Ω 终端。通常这种理想的状态不可能实现，但可以尽量接近。本地振荡器的端口可以用一个具有宽带输出电阻的放大器驱动，还可以用低增益缓冲放大器驱动射频端，使其与具有大电压驻波比的不同频道信号传输（out-of-band）射频带通滤波器隔离。要想在中频（IF）端口实现宽带匹配比较困难，但采用一个频率选择性为常数的电阻网络可以近似实现。这样的网络有许多应用，家庭常见例子有跨界音乐（Cross-over）网络，它直接用于高保真（hi-fi）系统的低音扩音器或高音扩音器的低频或高频输出端口。图 15-3 所示为一个恒定电阻带通滤波器网络，在它的阻带、输入和输出端口保持 50Ω 的恒定电阻。通带中心频率为 $f = (2\pi\sqrt{LC})^{-1}$，比值 L/C 越高，通带越窄。若要保持通带损耗低，采用的电感值越高，要求的 Q 值也就越高。假设网络在其通带内的损耗明显很低，那么在其输入端的电压驻波比就只是网路输出负载所引起。如果这是一个中频（IF）晶体修平滤波器，在后面的通带中加上修平滤波器的网络的输入电压驻波比将会降低，但会在频率偏移量较大处上升，直到最终它在恒定电阻网络的阻带再次降低。虽然电压驻波比在晶体滤波器通带两边很差，但这种装置对直接将晶体滤波器与混频器连接是一种值得考虑的改进措施。然而，一个在输入端和输出端都具有低回波损耗、高反向隔离的缓冲放大器可能会在恒定电阻网络和晶体修平滤波器之间插入。这时，后者在所有频率，无论是带内还是带外都有好的匹配。恒定电阻带通滤波器能保护缓冲放大器，以免在混频器输出端扰乱不同频道的信号传输，直到后者在所有频率正确地终止。

参考文献

1. Hickman, I. *Analog Electronics*, Heinemann Newnes, Oxford, pp. 128–50 (1990)
2. Lerner, R. M. Band-pass filter with linear phase. *Proceedings of the I.E.E.E.*, pp. 249–68 (March 1964)
3. Delagrange, A. Bring Lerner filters up to date: Replace passive components with op-amps. *Electronic Design*, 4, 94–8 (15 February 1979)

213

第16章 测 量

在任何与射频设备相关的产品研发、评估和测试中，选择合适的测量仪器是必不可少的。通过测量，人们可以测试连续波（CW）信号的频率、幅度、相位噪音以及出现的任何谐波的相对电平，测量用单个正弦波调制的调幅（AM）、调频（FM）和调相（PM）信号，或其他更复杂的调制特性，比如各种形式的相移键控、立体声调频或电视信号等。没有测量，人们就像工作在黑暗中，十分盲目。本章介绍一些针对上述信号进行测量所需的测试设备以及电路参数的测量，如频率响应、放大器的输入和输出电压驻波比（VSWR）、射频放大器的s参数等。然后，介绍空中信号的测量问题，如场强，这种测量不仅需要确定一条特殊的通信链路是否可行（如电视天线放在哪里可以获得合适的图像而没有重影或其他电台的干扰），而且需要检测发射机发射的不同频道的信号传输是否在当前的规定允许的限制范围内。

16.1 CW信号的测量

测量连续波（CW）信号的幅度有许多方式，传统的测试设备是射频毫伏表，它采用二极管检波器，可以测量的信号范围为10kHz～1GHz（有代表性地）。这些测试设备的典型特点是具有高输入阻抗，因此能够跨接在射频传输线上，构成“通过式”或“桥接式”测量。这种测量在测试时对电路的干扰最小。它们还可以结合50Ω终端构成终端测量，由于这种测量设备在测试时会受到奇数或（许多情况下）偶数次谐波的影响，因此使用不广泛。对于较高的频率，经常采用终端（50Ω或75Ω）可靠的均方根功率计。传感器可以是热电偶或一个工作在很低电平的二极管——其响应是均方根响应而不是线性响应。Boonton 4300型就是一个合适的例子，其说明如图16-1所示。 214

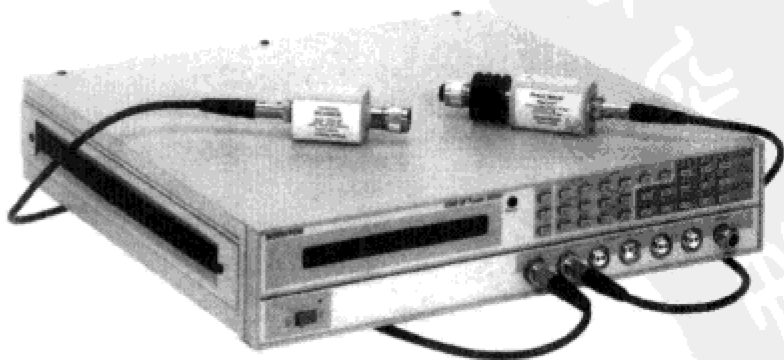


图16-1　6960B射频功率计，测量范围宽，30kHz～40GHz，−70dBm～+35dBm，有50Ω和75Ω传感器（承蒙美国IFR公司允许复制）

精确测量一个射频信号的频率在以前是一件很复杂的事情，如今已非常简单，只需要把信号连接到一台数字频率计上即可。如今，许多数字万用表（DMM）都具有频率计数功能，如

Fluke 187 数字万用表（可工作到 1MHz），它是一种台式计时器/计数器/频率计，具有很宽的测量范围。典型的例子是 Fluke PM 6681 型，它能够在高阻抗输入测到 300MHz，选择 50Ω 输入时测到 300MHz～8GHz。

连续波（CW）信号的相位噪声可以用多种方式测量，最简单的就是用一台高级频谱分析仪进行测量，射频信号的谐波也可以用频谱分析仪进行测量，本章后面将详细介绍这种通用仪器。

16.2 调制测量

测量幅度调制（AM）、频率调制（FM）和相位调制（PM）最常用的仪器是调制度测试仪。大多数调制度测试仪除测量调制深度或偏差外，还能输出高品质的解调信号用于监测目的，并且还可以测量调制信号的载波频率和电平、频率响应、信噪比、立体声分离度等。这种仪器还能够测量调频（或调相）信号的调幅特性，反之亦然。通常除了手工调节外，可用自动调节功能迅速将仪器调到唯一（或最大）的载波。不过普通用途的调制测试仪正在被特殊的无线电测试设备所替代，在这种设备中调制测量只是其功能的一部分。图 16-2 所示为这样一种仪器，它具有多种标准测试功能，包括 GSM、PCS、PCN、PECT 和 CDMA。

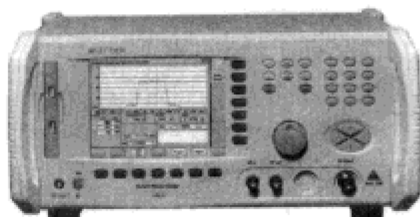


图 16-2 Willtek 4403 型移动电话测试仪，可测量所有类型的移动电话

（承蒙 Willtek 股份有限公司允许复制，www.WILLTEK.com）

16.3 频谱分析仪和网络分析仪

频谱分析仪和网路分析仪对射频电子工程师而言是非常基本的测量设备，因此有必要用单独一节加以介绍。频谱分析仪由早期的全景接收机发展而来，它是一个显示信号幅度的扫频接收机，这些信号是进入接收机并在其扫频范围内的任何信号。除了具有更高的稳定性和选择性外，现代频谱分析仪与全景接收机最主要的区别在于，前者能够以对数刻度显示信号的幅度范围达 80dB，垂直刻度为 10dB/格。另外，要有好的幅度分辨率，垂直刻度达 2dB/格，并且通常还可以采用线性刻度。频谱分析仪制造商包括 Agilent（安捷伦,其前身是惠普公司）、Tektronix、Aeroflex、Anritsu、Rohde & Schwarz 等，以及许多其他的制造商。

215

频谱分析仪能够用于很宽范围的测量，包括测量一个射频信号的任何谐波的相应幅度，也可以测量未调制载波的相位噪声（边带噪声），在测试中频谱分析仪自身的相位噪声应该比连续波（CW）源的相位噪声低得多。它的另一个重要功能是测试互调很方便。一个典型的应用就是采用双音频（two-tone）测试法，测试高频单边带（HF SSB）信号发射机的线性度。将两个幅度相等的音频信号，例如 1000Hz 和 1700Hz，合在一起加到发射机的调制输入端，要注意两个音调之间的隔离，以避免产生互调，然后将发射机输出信号的一部分加到频谱分析仪。如果没有互调发生，就会发现只有两个幅度相等的信号出现在抑制载波频率以上的 1000Hz 和

1700Hz 处（假设是 USB 调制）。实际上，载波抑制并不完全，虽然一般的规范要求载波抑制至少比包络峰值功率（PEP）低 40dB。

在双音频测试中,假设没有互调发生，包络峰值功率将会比两个射频音调中的任意一个高 6dB。如果在发射机中有三阶互调产生，当互调达到某种程度时，就会在输出端发现其他成分，通过两个音调之间的分离。举例来说，偏移量在较高频率以上 700Hz 处和较低频率以下 700Hz 处。这些音调允许的电平值取决于其可适用的规范，如 FCC（联邦通讯委员会，适用于美国）、ITU-R（国际电信联盟，无线电通信局，过去又称为 CCIR—国际无线电咨询委员会）等公布的规范，或者诸如此类的规范。

216

有关 ITU-R 的规范称为建议 326（Recommendation 326），这些建议已收录到许多欧洲公司的国家标准中。这种规范要求工作在 J3E 方式（早期称为 A3J 方式）的高频单边带发射机在正常的语音服务中，发射机产生的三阶互调要比两个音调中的任意一个低 26dB。很不幸，早期的建议 326 版本是以要求可以理解为要比包络峰值功率（PEP）低 26dB 的方式进行表述的。我的重新表述的建议已通过 CCIR 英国研究小组提交到 ITU，得到了全体会议的批准，并融入了现在的版本中。在安装了秘密设备的地方对发射机的要求更严，要求比两个音调中的任意一个低 35dB。指标要求高是因为扰频器这样的装置会将语音信号能量分散到边带中,导致互调的结果可能落到邻近信道上。用频谱分析仪可以迅速而简单地测量载波抑制和互调的结果（IMP）。

对射频工程师来说很重要的另一种仪器就是网络分析仪。可以用它来测量电子产品的模拟特性，包括元件、电路和传输线。这种仪器广泛用于从产品的研发（R&D）到大规模产品测试的众多领域，分析这些产品的传输、反射和阻抗特性。网络分析仪的生产厂家要比频谱分析仪生产厂家少得多，而且一些厂家只生产标量网络分析仪而非更常用的矢量网络分析仪。基本上，一个网络分析仪是由一个幅度恒定的扫频信号源，一个灵敏度恒定的接收机组成，接收机的灵敏度总是随信号源的瞬时频率进行调节。

在矢量网络分析仪中，接收机对相位敏感，并且它的输出能够在仪器的显示器上显示（过去通常采用阴极射线管，现在通常用彩色液晶显示器（LCD）显示），如显示与频率相对应的幅度或相位波特图（Bode plot），或者在极坐标图和 Smith 圆图上显示。相位测量的参考量可以是扫频信号源的输出或从使用的网络分析仪的附件中获得。

标量网络分析仪除了接收机只产生幅度信息外，与矢量网络分析仪相似。如果被测单元（如一个混频器或频率变换单元）产生了一个与信号源频率不同的频率，那么它的输出相位与信号源之间没有相关性，因此可以用标量网络分析仪测量。

16.4 其他仪器

长期以来，射频信号发生器对射频工程师来说是最基本的仪器（如图 16-3~图 16-5 所示），从 Marconi TF144G 问世以来，仪器的设计性能有了巨大的提高，宽而扁的卧式外壳，如长方形外壳，就被一代工程师们所熟知。早期的类型像 TF144H，就是简单的 LC 振荡器，通过调节与线圈接在一起的可变电容器来适应不同的频率范围。以此方式设计可以使它们在频率调整时输出电平的变化最小，并使它们在幅度调制时附带产生的调频量最小或在频率调制时附带产生的调幅量最小。现在的所有高级信号发生器都采用合成信号源，因此它们的中期和长期频率准确度等于恒温（ovened）晶振参考频率的准确度。一种噪声非常低的方案是直接频率合成，不要将这种技术与第 9 章讨论的直接数字合成相混淆。早期的合成信号发生器采用直接合成方式，

217

正如普通无线电通信（General Radio）中的信号源，采用的是十进制合成方式，而后期的 Eaton /Ailtech 信号源采用的是二进制合成方式，这种方式简化了设计难度而且使信号发生器的实际输出相位噪声与最初的晶振一致。由于成本原因（直接合成电路复杂价格昂贵），现在的大多数高级信号发生器采用压控振荡器/锁相环（VCO／PLL）方法。一种用此方法设计的高级仪器如图16-5 所示,这种仪器的频率范围是 150kHz～2000MHz，可以按 10Hz 调整频率，内部标准频率稳定度为$\pm10^{-6}$。这种仪器也可以采用外部频率标准锁定。输出幅度范围从−127dBm 到+7dBm,以 0.1dB 步级变化。调制方式包括内部或外部的幅度调制、频率调制和相位调制。通过手动控制、键盘控制或旋转编码器（rotary encoder）控制 80 字符的背光（back-lit）液晶显示器显示，也可以通过 RS232 和 GPIB 接口进行远程控制。

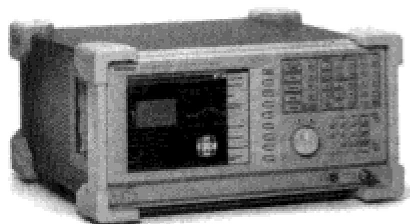


图 16-3　RSA 3408A 频率覆盖到 8GHz，具有先进的调制系统，直到 256 正交幅度调制(256 QAM)（承蒙美国 Tektronix 公司允许复制，www.tek.com ）

218

要测量一个完整的通信系统，采用传统的方法需要许多不同的测试设备，在测试过程中，还需要各种不同的连接件。所以这种测试方法毫无吸引人之处，尤其是测试设备不得置于无线电波中，而不是反过来。因此许多厂家生产了专用无线电通信测试设备。例如德国 Willtek 公司生产的 4403 移动电话测试机，如图 16-2 所示。

低级示波器在射频测量中虽不常用，但也不应被忽视。一种使用方便、带宽合适的模拟示波器，可以用于许多射频测试。显然，这种示波器可用于直接测量连续波信号幅度的峰-峰值，有效值通过峰-峰值除以 2.828 得到。假设信号含有的谐波很低，如果示波器的带宽超过信号频率的 3 倍，就可以充分判断信号的谐波情况。如果电路有问题，如像振荡器发生间歇振荡,即使不是很明显,也能立即在示波器上显示出来。

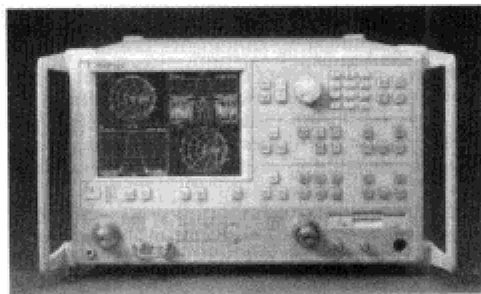


图 16-4　37000D 系列矢量网络分析仪可以对有源和无源装置进行快速而准确的 S-参数测量，频率从 22.5MHz 到 65GHz，它们将合成信号源、S-参数选测装置以及调谐接收机组合成一台紧凑的测试仪器（承蒙欧洲 Anritsu 公司允许复制，www.en.anritsu.com）

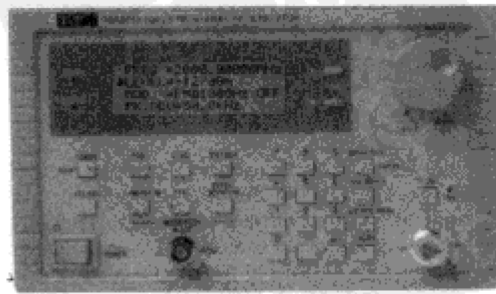


图16-5　英国Thurlby Thandar仪器公司（www.tti-test.com ）的 TGR2020， 频率到 2GHz，输出电平从−127dBm到+7dBm

示波器也能用于测量调频信号的调制度。它可以根据需要显示几个或很多个射频信号周期，同时用同一个射频信号触发。在屏幕的左边，所有的轨迹都同相位，随着轨迹逐渐向右移动，轨迹将会随着频率变化的正负而偏离到中心位置的右边或左边。在触发点以后可以清楚地看见光点在后面 n 个周期扫过屏幕刚好与前面 $n+1$ 个周期相遇，这种情况下，$n+1/2$ 的值就标志着这点为±180° 峰值相位偏离点，由此可以知道调制正弦波的频率，调制度也可以简单地推导出。示波器甚至能够用作精密复杂的测量，如数字相移键控（DPSK）或类似的数字调制方法中的“眼图”测量。当示波器受到未调制的中频载波信号触发时，示波器会显示发射机调制器的中频（或接收机的中频）输出，还可以从输入到调制器的载波中得到，如果接收机采用同步解调方式，[219] 也可以从接收机的载波恢复电路中得到。（接收机测试可以用发射机的中频输出连接到接收机的中频部分，或者包含射频通道。在后一种情况下，要么是接收机的第一混频器由发射机最后的上变频器驱动，要么是发射机和接收机的合成器工作于同一个参考源。）最终，一个频率等于数据时钟频率、宽度大约是数据周期的 10%的脉冲信号加到示波器的 Z 调制输入端（增辉）。这个脉冲可以通过发射机的数据时钟触发产生，或者从接收机的时钟恢复电路获得（见图 16-6）。增辉脉冲的时延应随相应的数据时钟的边缘变化，将时延调整到数据稳定周期的脉冲中心时会产生一个“眼图”。注意，如果发射机调制器含有一个对发射机和接收机都能提供均等的中频滤波功能的全通滤波器，那么，在接收机的中频输出端的眼图会比发射机调制器输出端更清晰显著（在没有附加噪声时）。[220]

最后介绍一下用于各种目的，包括电磁兼容（EMC）测量的场强测量仪器。其测量接收机是一种特殊仪器，在某些方面类似于频谱分析仪，而在另一些方面又有很大的差别，如没有直观的显示。典型的仪器可以覆盖 9kHz～30MHz 或 30MHz～1GHz，覆盖这些频率到 CISPR 16（无线电骚扰和抗扰度测量设备规范和测量方法）的规定（波段 A 到 D）。检波器可以选择平均值、峰值或准峰值（CISPR）响应，除了能现场测量频率外，也能自动扫描测量带宽或其他特性。接收电平与规范限制线一起输出到绘图仪端，例如相应的 VDE 极限。

这种接收机在使用中要与专用测量天线或者场探测器连接。简单的电场（E）或磁场（H）探测器的响应与频率有关，根据信号强度又分成频谱分析仪或测量接收机。由于它们的制作容易，在任何射频实验室内都成为很有用的附件。图 16-7 所示为简单的探测器在甚高频（VHF）范围的响应，根据测量电平附带给出了用 dBm 表示的场强大小，例如，一个频谱分析仪，假设其探测器处于辐射源的远场区。许多复杂的测量天线都是宽带天线，如 Schaffner 有限公司的 HLA6120 高频环状（Loop）天线，频率 9kHz～30MHz，这个天线为有源天线，在整个频带范围内，天线的指标具有稳定一致的特点，以 dBμV 表示的测量输出等于以 dBμV/m 表示的场强，这种天线符合 VDE 0871 和 FCC 18 标准，对于 3m 磁场的测量很理想。同一家公司的 CBL 6112 型，是一个有效的复合天线，它由一个双锥型（蝴蝶结型）单元和一个对数周期单元组成，单个天线可测量 30MHz～2GHz 的整个频带范围。起初，一个发射测量天线可以接收功率达 300W 的辐射，以用于安全性测试，它的场强可达 10V/m 或更高。[221]

上述测量天线不是各向同向性天线，在第 14 章已讲过，不可能设计出一种各向同性天线。Schoffner 有限公司的 EMC 20 宽带场探测器（如图 16-8 所示）覆盖了 100kHz～3GHz 的频率范围，它实际上是各向同性的，不过这并不违背麦克斯韦方程，因为它的头部含有 3 个分离的相互正交的传感器，这 3 个传感器各自测量 3 个轴向的电场强度，然后通过仪器内部的处理器，通过 3 个测量值的平方求和就可计算出场强值。如果将它放在一个发射器的近场区，则只能测量场中的电场成分。如果将它放在远场区，至少 1 个波长最好 3 个波长以外，就既能测量电场

（单位 V/m），通过给定远场的波阻抗等于自由空间波阻抗 377Ω（参见附录 11 图 A11-9），可以直接推导出磁场（单位 A/m）和功率流密度（单位 W/m^2）。

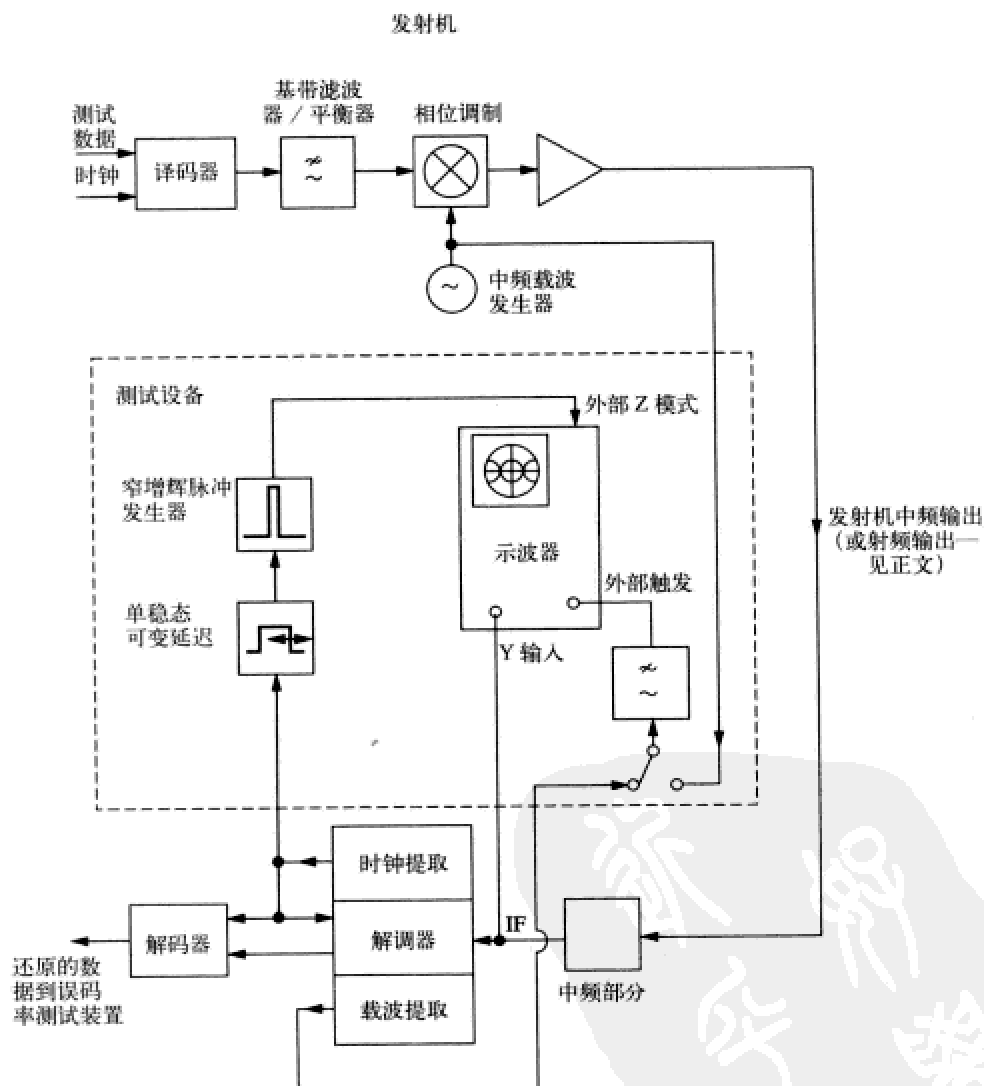


图 16-6　数字相位调制测试方框图（简化）

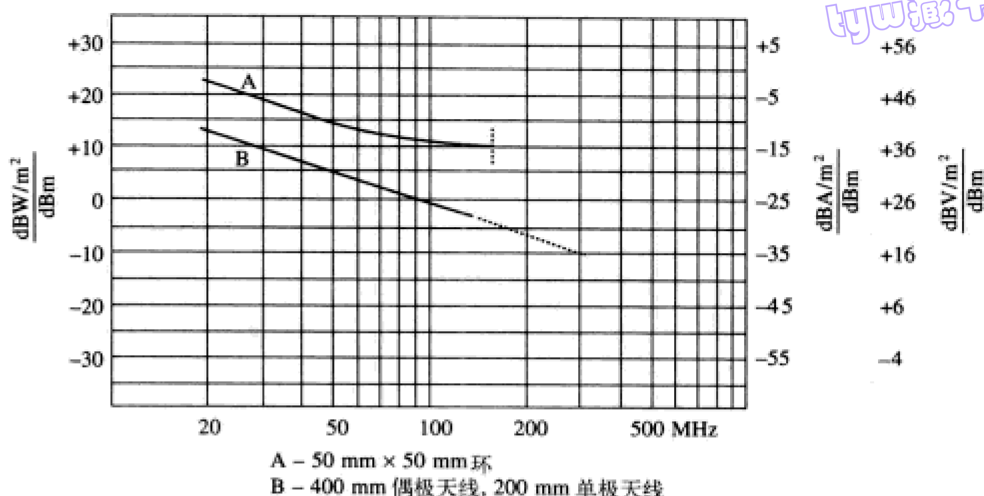


图 16-7 用简单的电场和磁场探测器在甚高频显示电场、磁场或功率场强，测量仪器必须提供 1mW，记住，场强的测量很难达到优于±3dB

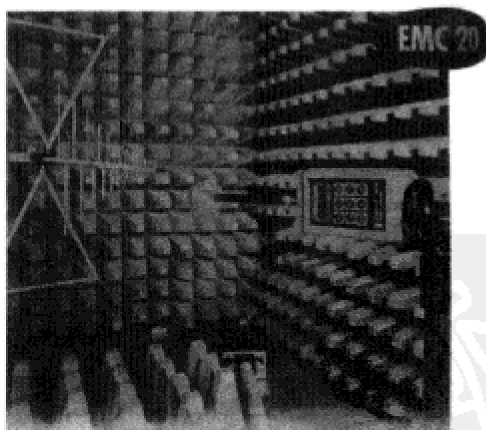


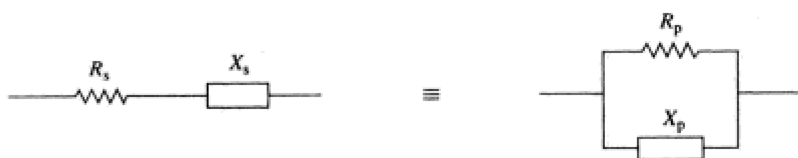
图 16-8 具有各向同性响应的 EMC 20 宽带场探测器（见正文）。图中所示，探测器安装在一个暗室中，在这个背景下采用宽频天线（CBL6112B BiLog Antenna），其频率覆盖 30～2000MHz（承蒙 Schoffner 有限公司允许复制）

222

附录 1　有用的关系

(i) **串联与并联的等效**

在已知测量系统为并联阻抗，而需要等效为串联阻抗的场合，图 A1-1 中的转换关系（与频率有关）十分有用，反之亦然。



$Z_s = M_s \angle \phi_s$ 　　　　$Z_p = M_p \angle \phi_p$

$M_s = \sqrt{(R_s^2 + X_s^2)}$ 　　　　$M_p = X_p R_p / \sqrt{(R_p^2 + X_p^2)}$

$\phi_s = \tan^{-1} \dfrac{X_s}{R_s}$ 　　　　$\phi_p = \tan^{-1} \dfrac{R_p}{X_p}$

$\mathscr{R}$　$\cos \phi_s = \dfrac{R_s}{\sqrt{(R_s^2 + X_s^2)}} = \dfrac{R_s}{M_s}$ 　　　　$\cos \phi_p = \dfrac{X_p}{\sqrt{(R_p^2 + X_p^2)}} = \dfrac{M_p}{R_p}$

$\mathscr{I}$　$\sin \phi_s = \dfrac{X_s}{\sqrt{(R_s^2 + X_s^2)}} = \dfrac{X_s}{M_s}$ 　　　　$\sin \phi_p = \dfrac{R_p}{\sqrt{(R_p^2 + X_p^2)}} = \dfrac{M_p}{X_p}$

有等式　$M_s = M_p$ 和 $\Phi_s = \Phi_p$

串联到并联：

$$R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s}, \qquad X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s}$$

并联到串联：

$$R_s = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2}, \qquad X_s = \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2}$$

图　A1-1

(ii) **三角形与星形的等效**

与前面(i)中提到的相同，下面的转换关系也与频率有关。

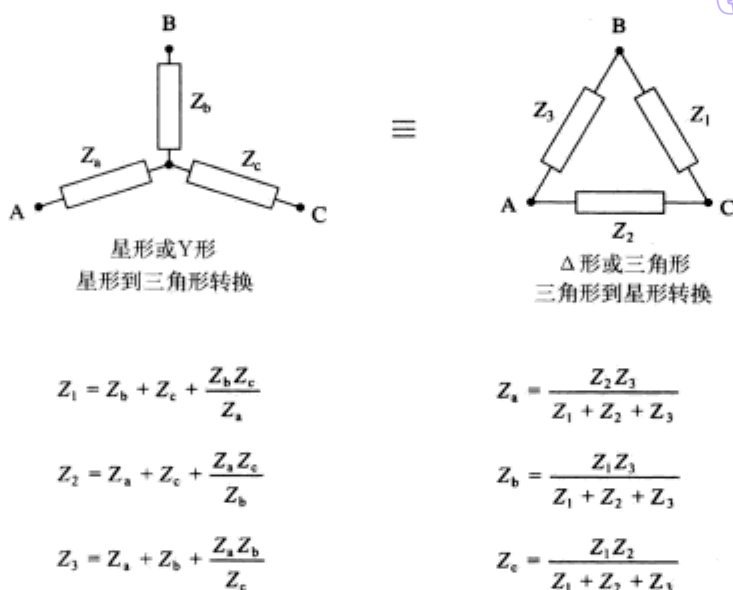


图 A1-2 星形与三角形转换（对阻抗同样适用，电抗可以为负值）

(iii) 最大功率法则

注意：这里的信号源的阻抗不是 R_s 而是 $Z_s(Z_s = M_s\angle\Phi_s)$，当负载阻抗 $Z_l=M_l\angle\Phi_l=Z_s^*$ 时，传输功率最大，在这里 $Z_s^* = M_s\angle-\Phi_s$。Z_s 和 Z_s^* 称为共轭阻抗，它们的模值或大小相等，幅角或相位角的数值相等，但一个相位超前，另一个相位滞后。如果改变负载的模值而不改变其相位（如调节匹配变压器的比值），那么传输功率小于最大值（除非 $\Phi_l=\Phi_s$），当 $M_l= M_s$ 时传输功率最大。 224 详解见图 A1-3。

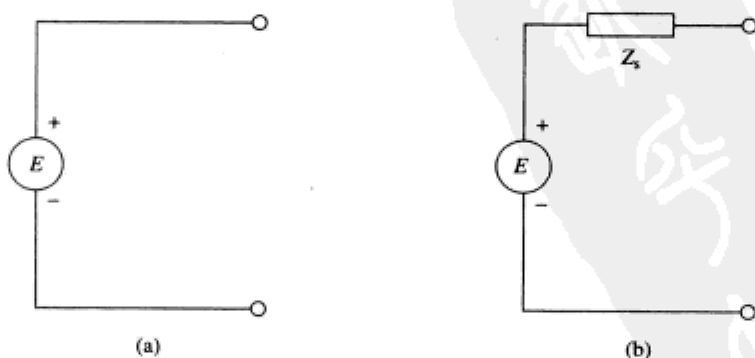
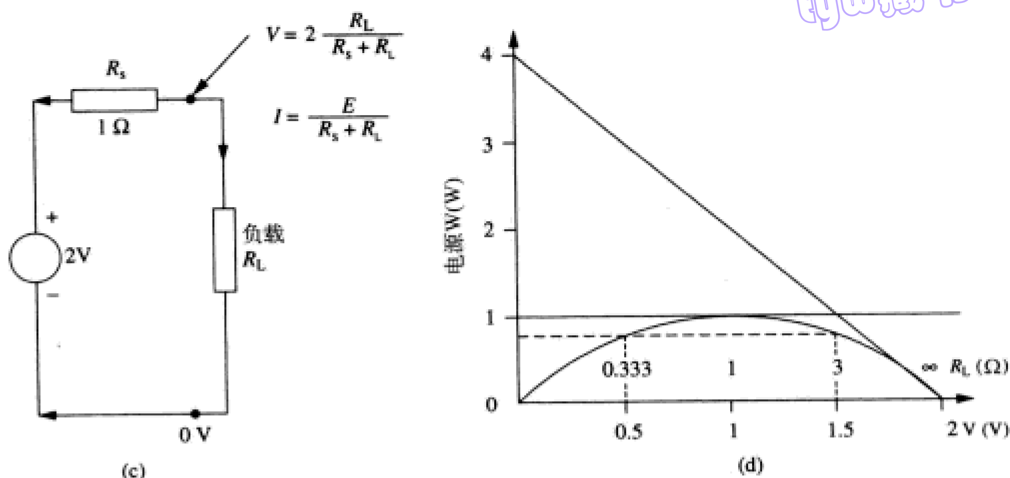


图 A1-3 最大功率法则

(a) 理想电压源

(b) 具有内部电阻 R_s 的信号发生器或信号源



225

图 A1-3 （续）

(c) 信号源与负载 R_l 连接

(d) E=2V，R_s=1Ω。当 R_l=R_s时，V=E/2（在负载匹配的条件下），负载上的功率最大，而当 R_l=3R_s 和 R_l=R_s/3 时，负载上的功率下降了 25%。在匹配的情况下，电池提供的功率是负载吸收功率的两倍。当电路短路时，电池提供的功率是匹配负载吸收功率的四倍，这些功率全部消耗在电池的内部

(iv) 使用史密斯圆图进行集总元件匹配设计（经 Zarlink 半导体有限公司许可复制）

史密斯圆图主要用于完整的电路中的匹配网络设计。尽管可以通过串联和并联的转换关系（反之亦然）以及应用克希霍夫定律进行计算，但计算起来也很困难。史密斯圆图采用绘画的方法，虽然在精确性方面不及计算法，但对大多数问题其精度已经足够，尤其是当考虑到实际元件固有的内部误差时，这种绘画带来的误差就可以忽略。

在一定的频率下，任何阻抗都可以用并联的电导和电纳来描述（本节所指的阻抗为串连的电阻和电抗）。阻抗和导纳的转换可以通过史密斯圆图上的一点沿相同直径的圆旋转 180° 自动获得（如图 A1-4 所示），图中 A 和 B 为串连阻抗与并联导纳的等效。

通常将一个串连的 RC 网络等效为一个并联网络，因为并联导纳组成的网络在计算中可以将并联导纳直接相加，而不必像串联时计算那么复杂。将同样的观点用于并联网络，通常最好是将串联的电抗元件用并联的导纳元件等效。

很容易将导纳和阻抗加在史密斯圆图上（如图 A1-5 所示）。在图中，通过前面提到以及图 A1-4 所示的方法，可将一个串联电感加在导纳中（如对并连的 R 和 C），将这个导纳转换成串联阻抗。串联电感加在图 A1-5 中（也可见图 A1-6）。

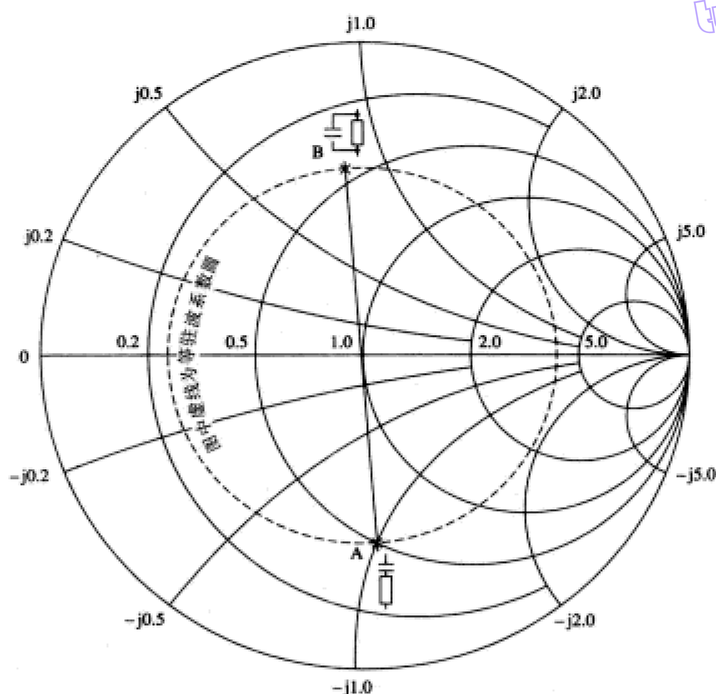


图 A1-4 串联电抗与并联导纳的转换

226

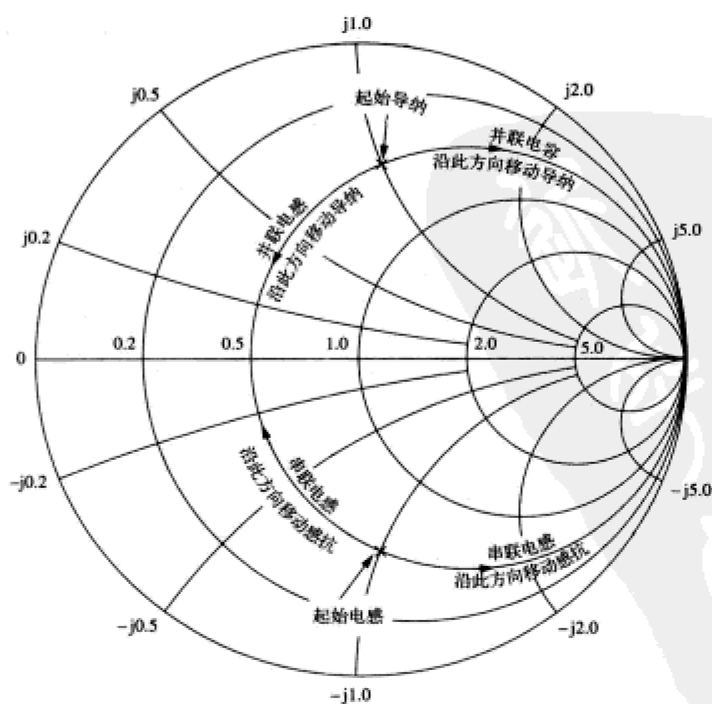


图 A1-5 串联与并联电抗的结果

227

图 A1-6 中，*A* 点是起始导纳，它由并联的电容和电阻构成，*B* 点为等效的容性阻抗。加上

一个串联电感器就会将阻抗由 *B* 点移动到 *C* 点，电感值取决于 *BC* 的长度。在图 A1-6 中，如果加上一个 j0.93 的感抗，则由 *B* 点的−j0.5 移动到 *C* 点的 j0.43，电抗在赋值前必须归一化。*C* 点为感性阻抗，*D* 点为其等效的导纳。加上一个并联电容可以将输入导纳移到圆图的中心，电容的容抗值为−j2.0。*D* 点应该落在单位阻抗/电导圆上，其对应的 *C* 点是唯一的。

上述匹配方法对任何频率下的匹配设计都适用。宽带匹配更困难，需要采用其他方法。其中最有效的方法之一是在一个阶梯型低通滤波器网络中加入吸收电抗。如果数值选择得合适，其输入阻抗取决于滤波器的反射系数。

频率高于 400MHz 时，实际中采用传输线段来提供所需要的电抗，可参考相关的著作[①]。

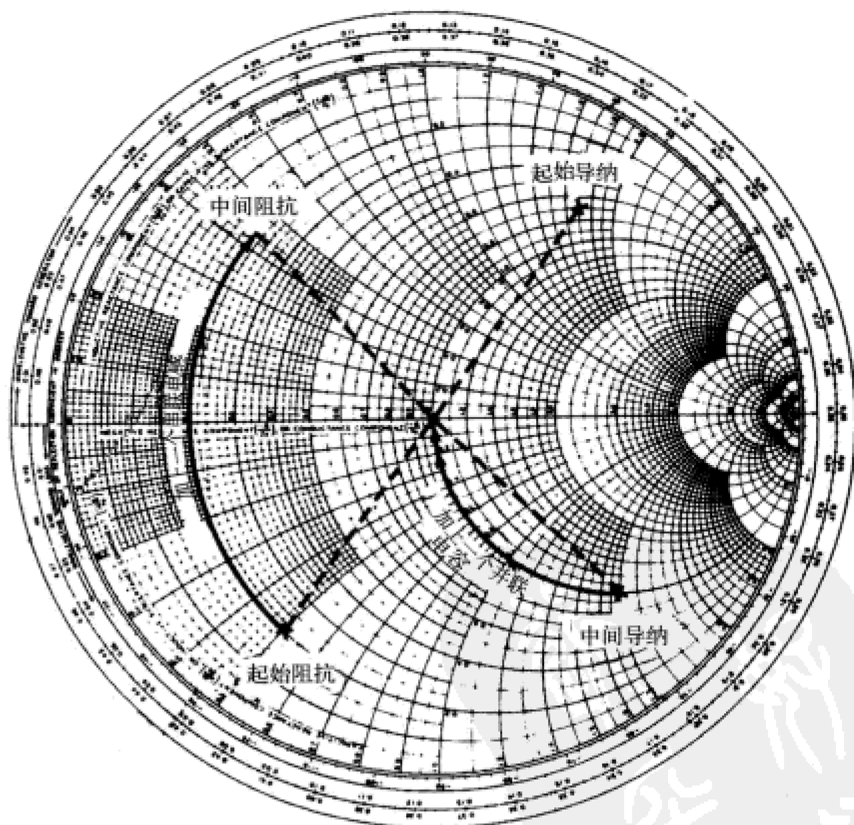


图 A1-6　采用史密斯圆图进行匹配设计

① 见第 3 章。

附录2　s参数

在射频电路设计中，单个部件或一个复杂电路的参数可以很容易地通过一个矢量网络分析仪进行测量而得到，这个网络分析仪设计用于测量一个部件或者一个电路的 s 参数。测量在部件的输入端口和输出端口都与其特性阻抗匹配的情况下进行（见图 A2-1）。通常情况下，电视天线和基带信号传输的特性阻抗是 50Ω 或 75Ω，这样可以减少部件在测试中反射的可能性，这种反射会使得有针对性的测试变得不可行。

因此，测量 s 参数比测量 h、z 或 y 参数更容易满足测试条件，后者在测试时需要理想的宽带开路或者短路终端，有效的宽带短路很难实现，有效的宽带开路就更难实现。注意 s 参数是复数，它们既有幅度又有相位（用极坐标表示），或者既有实部又有虚部（用笛卡尔坐标表示）。实部通常用它的特性阻抗进行归一化。因此，一个归一化阻抗为 0.5 的元件就相当于 25Ω 的电阻。



图　A2-1

s 参数与各个部件或者电路在端口和端口 2 的输入量 a_1、a_2以及相应端口的输出量 b_1、b_2有关。

这 4 个 s 参数是：

以端口 1 接信号源，端口 2 完全匹配（$a_2=0$）；

输入反射系数 $s_{11}=b_1/a_1$；

当端口 2 完全匹配时，从端口 1 看进去；

前向传输系数 $s_{21}=b_2/a_1$；

当端口 2 完全匹配，从端口 1 到端口 2 的电压传输系数；

以端口 2 接信号源，端口 1 完全匹配（$a_1=0$）；

后向传输系数 $s_{12}=b_1/a_2$；

当端口 1 完全匹配，从端口 2 到端口 1 的电压传输系数；

输出反射系数 $s_{22}=b_2/a_2$；

当端口 1 完全匹配时，从端口 2 看进去。

输入与输出之间的关系和散射参数由图 A2-2 中的公式给出。

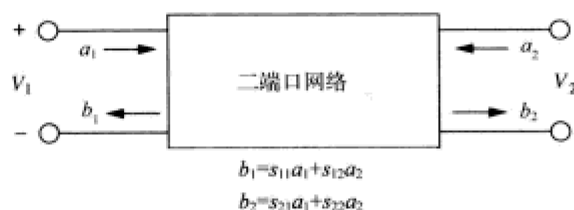


图　A2-2

因此，从端口 1 出来的信号 b_1 就等于 $s_{11}\times a_1$——总反射中的一部分，为 a_1 乘以输入反射系数 s_{11} 加上 $s_{12}\times a_2$——端口 2 的输入信号 a_2 经部件传输到端口 1 的那部分。

史密斯圆图包含了一个电抗元件和一个电阻（正）元件的所有可能的组合。在史密斯圆图外的任何一点都代表这个阻抗有一个负的电抗元件，这就相当于 s_{11} 或者 s_{22} 的实部大于 1，如：端口的反射功率比输入功率大。如果这个端口的终端阻抗等于特征阻抗，额外的能量被终端阻抗吸收，则这个系统是稳定的。如果终端本身就有一个明显的反射，那么再反射的功率又会进入端口形成又一次的反射，这就进一步增加了反射信号的幅度，等等，这样就会导致振荡。[230]

更明确地说，如果 $s_{11}\times\tilde{A}_1$ 大于 1（这里 $\tilde{A}_1$ 是信号源的反射系数），系统就不稳定（对于 $s_{22}\times\tilde{A}_2$ 同样如此），并且输出就会大于输入（最终就会产生额外的能量，当然，额外的能量由部件的电源提供）。即使是所有的这些条件都不满足，由于前向增益相对于内部的后向反馈而言太大，一个二端口的电路也可能会产生振荡。特别地，如果 $\tilde{A}_1$　s_{12}　$\tilde{A}_2$　s_{21} 大于单位 1，就会出现不稳定。与 h、y 和 z 参数的测量相比较，突出了 s 参数的测量优点。

到目前为止，已经讨论了有关二端口的部件或系统，如：一个放大器，对 n 端口也可以定义 s 参数，这里的 n 为任意的正整数。n 等于 1，就是一端口的部件，如一只耿氏二极管，这个器件具有一个递增或者倾斜的电阻特性，超过这部分特性的时候电阻为负值。使用中，将它与一个较大的正阻抗以及一个电感串联，其结果就是，电路的直流工作点稳定在器件电阻特性的负斜率区的中心，对于高频信号，器件的反射系数大于 1。如果通过一段传输线将器件与一个外部电路连接，则 $s_{11}\times\tilde{A}_1$ 大于 1，在某个频率点的回波延迟为 360° 或者多个回波重叠，就会产生振荡，这个部件就可以用作发射机。如果耿氏二极管连接到一个环形器中（见第 5 章），就可以用作一个放大器。[231]

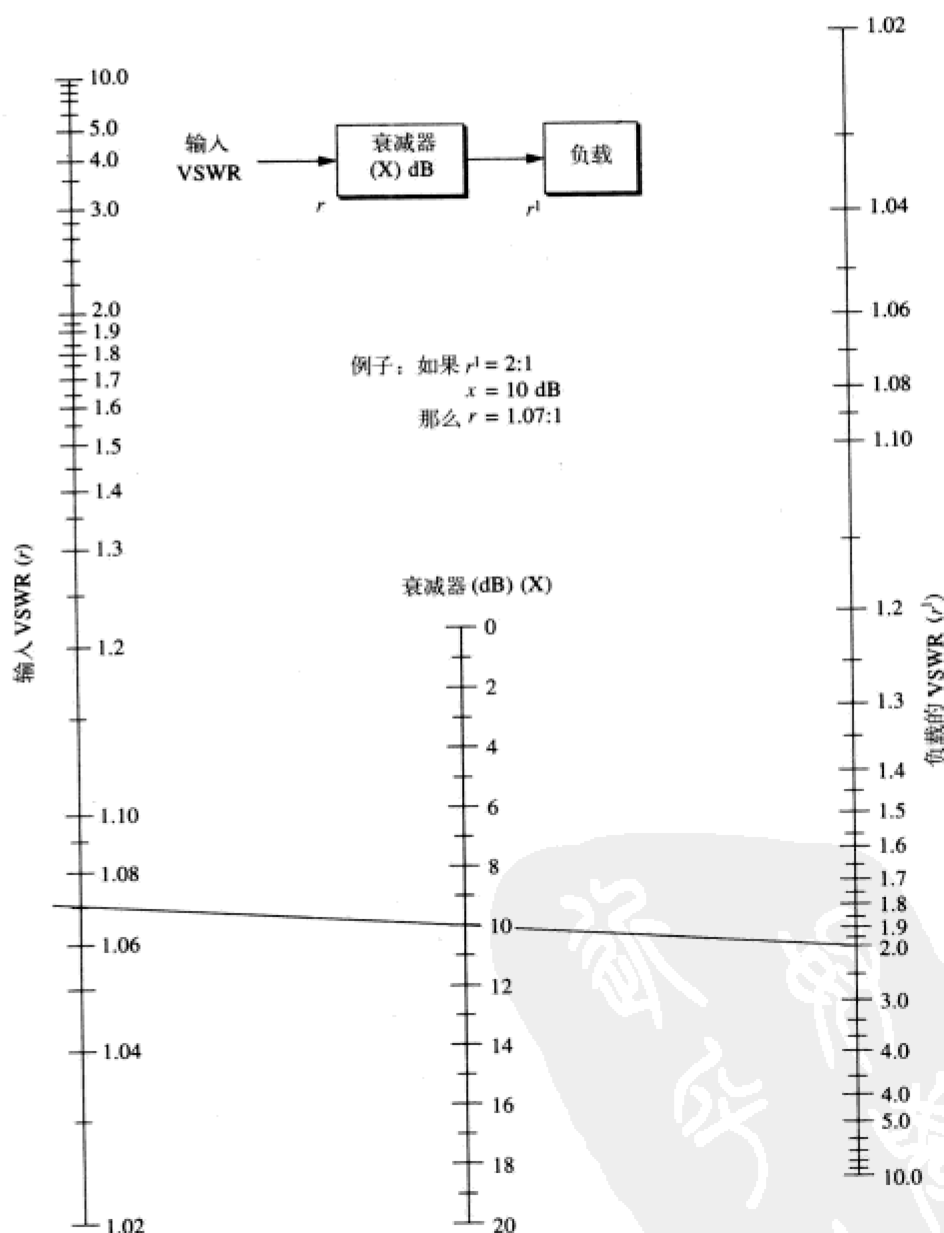
附录3 衰 减 器

(i) 设计

按1Ω特性阻抗设计

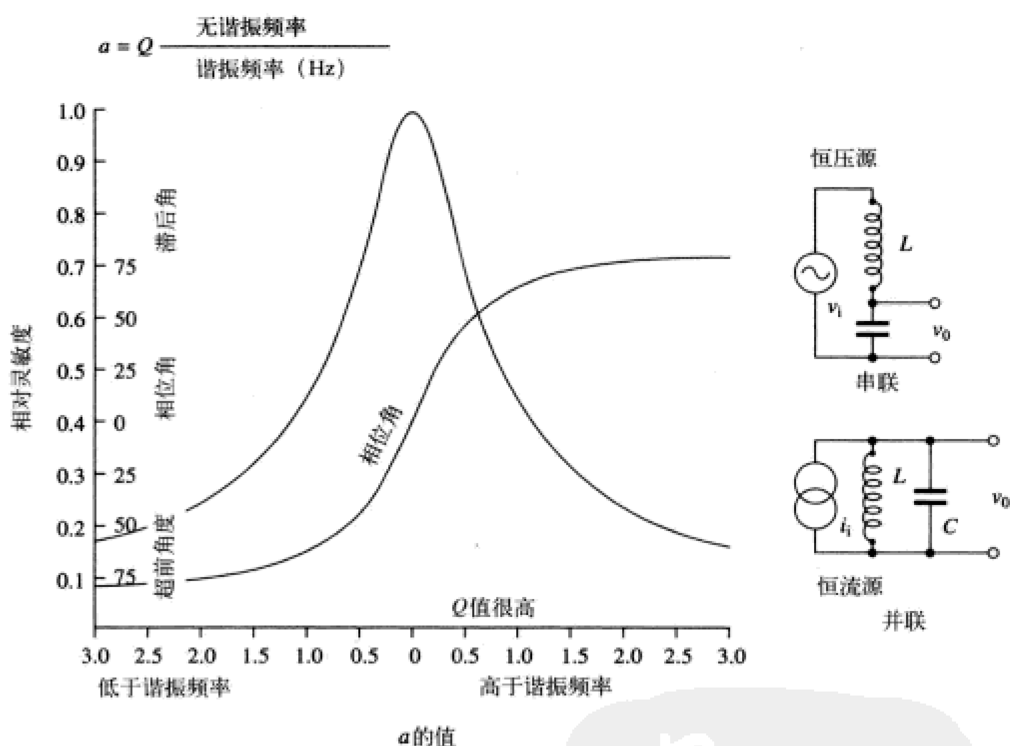
损耗 D (dB)	T形衰减器		π形衰减器		桥T衰减器	
	a	*b*	*c*	*d*	*e*	*f*
1	0.057 5	8.668	0.115 3	17.39	0.122 0	8.197
2	0.114 7	4.305	0.232 3	8.722	0.258 3	3.862
3	0.170 8	2.838	0.351 8	5.853	0.411 7	2.427
4	0.226 3	2.097	0.477 0	4.418	0.585 0	1.708
5	0.280 0	1.645	0.608 3	3.570	0.778 3	1.285
6	0.332 3	1.339	0.746 8	3.010	0.995 0	1.005
7	0.382 3	1.117	0.895 5	2.615	1.238	0.808 3
8	0.430 5	0.945 8	1.057	2.323	1.512	0.661 7
9	0.476 2	0.811 8	1.231	2.100	1.818	0.550 0
10	0.519 5	0.703 2	1.422	1.925	2.162	0.463 3
11	0.560 5	0.612 0	1.634	1.785	2.550	0.391 2
12	0.598 5	0.536 2	1.865	1.672	2.982	0.335 0
13	0.634 2	0.471 2	2.122	1.577	3.467	0.288 3
14	0.667 3	0.415 5	2.407	1.499	4.012	0.248 3
15	0.698 0	0.366 8	2.722	1.433	4.622	0.216 7
16	0.726 4	0.323 8	3.076	1.377	5.310	0.188 3
18	0.776 4	0.255 9	3.908	1.288	6.943	0.144 0
20	0.818 2	0.202 0	4.950	1.222	9.000	0.111 2
25	0.893 5	0.112 7	8.873	1.119	16.78	0.059 7
30	0.938 7	0.063 3	15.81	1.065	30.62	0.032 7
35	0.965 0	0.035 6	28.11	1.036	55.23	0.018 2
40	0.981 8	0.020 0	50.00	1.020	99.00	0.010 1
45	0.988 8	0.011 2	88.92	1.011	176.8	0.005 67
50	0.993 7	0.006 33	158.1	1.006 3	315.2	0.003 17

(ii) 用于改善匹配，通过匹配的衰减器减小电压驻波比



$\tanh^{-1} r = \tanh^{-1} (r^1)^{-1} + \frac{X}{8.686}$。例如 $\tanh^{-1}\left(\frac{1}{1.07}\right) = \tanh^{-1}\left(\frac{1}{2}\right) + \frac{10}{8.686}$

附录 4　通用谐振曲线



a = Q 无谐振频率 / 谐振频率（Hz）
相对灵敏度
滞后角
相位角
超前角度
相位角
Q值很高
低于谐振频率
高于谐振频率
a的值
恒压源
L
v_i
v_0
串联
L
C
i_i
v_0
恒流源
并联

附录 5 射 频 电 缆

同轴电缆

同轴电缆由外面包围了绝缘材料的内导体所构成，绝缘材料外面又有金属壳包围。这个金属壳可以是完整的铜（有时候，特别是高功率电缆，这个金属壳呈波纹状）、铜编织物或铜带（有时两者皆有），在金属壳外面还有一层绝缘套。内导体通常是铜、有时候是镀银的铜或是镀银的钢铁。内部的绝缘材料可以是实心的，对于一个低损耗的电缆是如蜂窝状的发泡材料，如聚乙烯材料。对于损耗最小的电缆，内部的绝缘体可以由绝缘材料制成的细丝绕在内导体上面，每厘米只绕很少几圈，或者在内导体通过绝缘的间隔盘时将它支撑起来，哪一种结构都会得到一个低损耗的空气填充电缆。

同轴电缆的特性阻抗取决于内导体的直径与外部金属壳的内直径的比值以及它们之间的绝缘材料的介电常数，其特性阻抗大概在 35Ω 到 120Ω 之间。典型的同轴电缆的信号传播速率大约是自由空间速率（光速 C 的 60%）。在内部结构为螺旋形的特殊的“延迟电缆”的情况下，它的速率大约是光速的 1/10。典型结构如图 A5-1 所示。

理想情况下，外导体这个屏障可以防止任何干扰进入内部，同样也防止任何内部信号泄露到外界。典型地，一个编织的铜屏蔽网可以达到大约 60dB 的隔离，虽然带有完整的外导体或者双层屏蔽的电缆可以提供至少 100dB 的隔离。

较老的 RG 电缆（美国产）或者 URM 电缆（英国 Uniradio 生产）常常作为商用，且足够用。但对于专业设备来说，更新的 M17 到 MIL-C-17 电缆更加适合。作为参考，下面列出了一些较老的电缆的型号，它们当中的很多现在仍然是很实用的：

50～52Ω 阻抗类型：RG-58-142-174-178-188-196-213-214-217-218-223-316，
URM-43-67-74-91-95-112-115-116

75Ω 阻抗类型：RG-6-11-59-179，URM-54-57-60-65-70-77-90-114-117

93～95Ω 阻抗类型：RG-62-180　URM-96　100Ω DRM68（2 核），125Ω URM64

MIL-C-17 同轴电缆

介绍

MIL-C-17 是美国政府规范文件常常作为标准化的同轴电缆，从 20 世纪 40 年代就开始使用。过去数年里对 MIL-C-17 有过许多修订，20 世纪 70 年代，熟悉的部分 RG 号码被 M17 的部分号码所替代。更新的一些修订的优点在下文中进行讨论。最实用的修订是 MIL-DTL-17H。

时代微波网站列出了包括当今所有的 M17 电缆的完整清单。作为工程师的参考，它也列出了一些老的 RG 电缆，也给出了衰减和功率容量特性表。

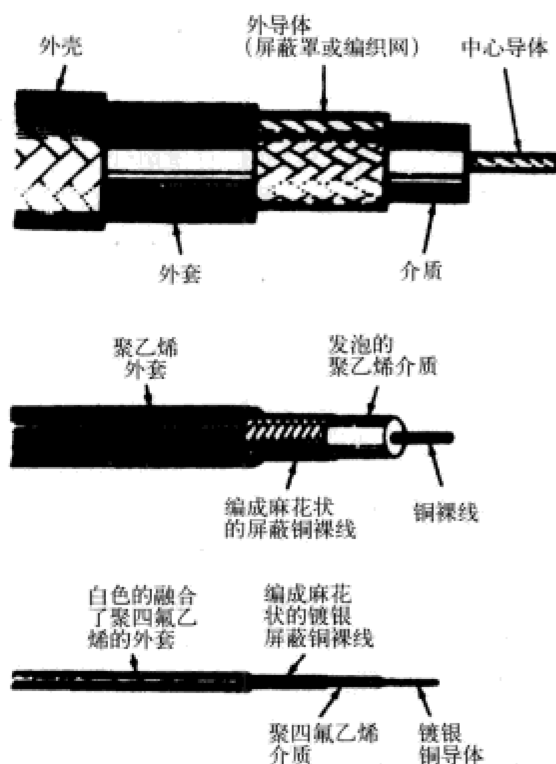


图 A5-1

使用 MIL-C-17 同轴电缆的优点

1976 年发布的将 E 修订为 MIL-C-17 的同轴电缆标准，是为了更好的定义军用同轴电缆在机械和电气上的必要条件。对于 50Ω 的电缆，最重要的变化是增加了对 22 种不同电缆的衰减和 VSWR 的扫频测量。在这个修正之前，不需要 VSWR，需要的衰减也只是在两三个离散的频率点。其他重要的变化将在下面的段落中加以讨论。

附着力要求

现在的 MIL-C-17 规范包含了对介质芯到中心导体的最小和最大的附着力要求，在 E 修正版之前，一个电缆的附着力如此小以至于短电缆的中心导体可能在脱模操作中从电缆中拔出来。如果介质芯和导体之间的附着力太大，在将介质芯剥离之前就可能引起导体断裂。对于修订版 E，对明确的标准进行了详细说明。

236

尺寸的稳定性

修订版 E 对所有电缆的制造和测试对于介质芯和外套的收缩有一个明确的最大允许值。温度极值可能引起电缆外套的收缩，这会造成一个很差的结果。

偏心度

在执行修订版 E 之前，只在应用聚乙烯介质时有偏心度的要求。现在对于其他种类的介质（例如 PTFE）也有偏心度的要求。满足偏心度要求的电缆使得连接部分很容易可靠的装配，并且电压驻波比 VSWR 很低。

应力裂纹阻抗

现在 MIL-C-17 需要对所有 FEP（氟化乙烯丙烯）和 PFA（全氟烷氧基）外套电缆的应力

裂纹阻抗进行测试。测试确定电缆在以前无法检测到的会引起外套破裂的残留应力。

污染

虽然早期的 MIL-C-17 规范允许使用一些 I 型 PVC 做外套，修订的 F 规范用没有污染的化合物 II 型 PVC 完全替代了 I 型 PVC。I 型 PVC 中的可塑剂可以透入拧成麻花状的护罩进入聚乙烯介质芯，引起衰减中的介质损耗部分增大，尤其是在 1GHz 以上的频率。

要注意的是 I 型 PVC 做外套的电缆会影响与其紧密接触的电缆，即使另一根电缆是 II 型 PVC 外套。

衰减和结构反射损耗

MIL-C-17 规范要求在推荐使用的频带内对 22 种不同的 50 欧姆电缆的衰减和结构反射损耗（VSWR）采用扫频方式测试。材料或者制造过程的不一致性会引起沿同轴电缆长度出现周期性的不连续，引起谐振峰（峰值）。当介质特性不连续或周期性变化，并且周期为半波长时，会出现谐振峰值。

当阻抗发生周期性的变化时，所有反射都同相的频率会引起大的反射信号或 VSWR，这个反射的 VSWR 与标准电缆和它的接头的 VSWR 不成比例。周期性的反射还会引起谐振峰之处材料的损耗增大。过去，当用老的 MIL-C-17D 测试电缆的衰减，通过离散频率测试方式（通常在 400MHz 和 3GHz，对 RG-214 又在 10GHz），很难得检测到这些窄带、高衰减峰值。

然而，现在 M17/75-RG214 用连续扫频测试最大 VSWR 和衰减，要求从 50MHz 到 11GHz。在 100MHz 的最大 VSWR 为 1.15：1，在 11GHz 增加到 60dB/100 步。

不需要“全频段”扫频性能的同轴电缆可以不用扫描的方式在部分离散数值下测试，非扫描电缆的规范表推荐使用频率低于 400MHz，使用者必须从价格、应用、系统产生的电压和改进等方面确定哪种电缆最适合。

电缆名称

按 MIL-DTL-17H 规范生产的电缆不再带有 RG 的名称，例如 RG-214 已经被 M17/75-RG214 替代。将来设计的任何新电缆都将以 M17 的号码命名，除了 M17 号以外，所有电缆都以制造商的名字和政府制定的数字作标记，如“M17/75-RG214，MIL-C-17（制造商的名字）（制造商的类别码）”。未用这些信息标注的电缆不合格并且其性能没有保障。

MIL-C-17QPL 列表

只有合格的电缆才可以用于军方合同，所有 MIL-C-17 电缆的制造商必须为其生产的电缆取得合格证。证明合格的产品才能列入 QPL-17，QPL-17 每年定期更新。所有 RG 编号的电缆已从 MIL-C-17 中取消，只有部分用 M17/开始编号的电缆才可以用于新的军方合同。由于不再有任何 RG 的控制规范，市场上带有 RG 名称的许多电缆可能有完全不同的结构和性能。列在目录中的 RG 电缆按照最初的规范表制造，当其被时间所取代在军用时享有豁免权。

特殊设计

虽然 MIL-C-17 覆盖的电缆类型很广，但对于 MIL-C-17 表中没有列出的电缆，专业制造商在设计专用电缆以满足特殊的系统参数要求上可以提供技术支持。

MIL-C-17 电缆和老的 RG 电缆的性能表可以在 www.timesmicrowave.com 网站上找到。（得到 Times Microwave Systems 复制许可。）

附录 6　线规和相关信息

标称直径 (mm)	公差	漆包线直径 1 级		漆包线直径 2 级		20℃时的标称电阻值 Ω m	重量 (kg/km)	标称直径 (mm)
		最小	最大	最小	最大			
0.032	±0.0015	0.035	0.040	0.035	0.043	21.44	0.007 2	0.032
0.036	±0.0015	0.040	0.045	0.041	0.049	16.94	0.009 1	0.036
0.040	±0.002	0.044	0.050	0.047	0.054	13.72	0.011 2	0.040
0.045	±0.002	0.050	0.056	0.054	0.061	10.84	0.014 2	0.045
0.050	±0.002	0.056	0.062	0.060	0.068	8.781	0.017 5	0.050
0.056	±0.002	0.062	0.069	0.066	0.076	7.000	0.021 9	0.056
0.063	±0.002	0.068	0.078	0.076	0.085	5.531	0.027 7	0.063
0.071	±0.003	0.076	0.088	0.086	0.095	4.355	0.035 2	0.071
0.080	±0.003	0.088	0.098	0.095	0.105	3.430	0.044 7	0.080
0.090	±0.003	0.098	0.110	0.107	0.117	2.710	0.056 6	0.090
0.100	±0.003	0.109	0.121	0.119	0.129	2.195	0.069 9	0.100
0.112	±0.003	0.122	0.134	0.130	0.143	1.750	0.087 7	0.112
0.125	±0.003	0.135	0.149	0.146	0.159	1.405	0.109	0.125
0.132	±0.003	0.143	0.157	0.153	0.165	1.260	0.122	0.132
0.140	±0.003	0.152	0.166	0.164	0.176	1.120	0.137	0.140
0.150	±0.003	0.163	0.177	0.174	0.187	0.975 7	0.157	0.150
0.160	±0.003	0.173	0.187	0.187	0.199	0.857 5	0.179	0.160
0.170	±0.003	0.184	0.198	0.197	0.210	0.759 6	0.202	0.170
0.180	±0.003	0.195	0.209	0.209	0.222	0.677 5	0.226	0.180
0.190	±0.003	0.204	0.220	0.219	0.233	0.608 1	0.252	0.190
0.200	±0.003	0.216	0.230	0.232	0.245	0.548 8	0.280	0.200
0.212	±0.003	0.229	0.243	0.247	0.260	0.488 4	0.314	0.212
0.224	±0.003	0.240	0.256	0.258	0.272	0.437 5	0.351	0.224
0.236	±0.003	0.252	0.268	0.268	0.285	0.394 1	0.389	0.236
0.250	±0.004	0.267	0.284	0.284	0.301	0.351 2	0.437	0.250
0.265	±0.004	0.282	0.299	0.299	0.317	0.312 6	0.491	0.265
0.280	±0.004	0.298	0.315	0.315	0.334	0.280 0	0.548	0.280
0.300	±0.004	0.319	0.336	0.336	0.355	0.243 9	0.629	0.300
0.315	±0.004	0.334	0.352	0.353	0.371	0.221 2	0.694	0.315
0.335	±0.004	0.355	0.374	0.374	0.392	0.195 6	0.784	0.335
0.355	±0.004	0.375	0.395	0.395	0.414	0.174 2	0.881	0.355
0.375	±0.004	0.395	0.416	0.416	0.436	0.156 1	0.983	0.375
0.400	±0.005	0.421	0.442	0.442	0.462	0.137 2	1.12	0.400
0.425	±0.005	0.447	0.468	0.468	0.489	0.121 5	1.26	0.425
0.450	±0.005	0.472	0.495	0.495	0.516	0.108 4	1.42	0.450
0.475	±0.005	0.498	0.522	0.521	0.544	0.097 30	1.58	0.475
0.500	±0.005	0.524	0.547	0.547	0.569	0.087 81	1.75	0.500
0.530	±0.006	0.555	0.580	0.579	0.602	0.078 14	1.96	0.530
0.560	±0.006	0.585	0.610	0.610	0.632	0.070 00	2.19	0.560
0.600	±0.006	0.625	0.652	0.650	0.674	0.060 98	2.52	0.600
0.630	±0.006	0.657	0.684	0.683	0.706	0.055 31	2.77	0.630
0.670	±0.007	0.698	0.726	0.726	0.748	0.048 90	3.14	0.670
0.710	±0.007	0.738	0.767	0.766	0.790	0.043 55	3.52	0.710
0.750	±0.008	0.779	0.809	0.808	0.832	0.039 03	3.93	0.750
0.800	±0.008	0.830	0.861	0.860	0.885	0.034 30	4.47	0.800
0.850	±0.009	0.881	0.913	0.912	0.937	0.030 38	5.05	0.850
0.900	±0.009	0.932	0.965	0.964	0.990	0.027 10	5.66	0.900
0.950	±0.010	0.983	1.017	1.015	1.041	0.024 32	6.31	0.950

（续）

标称直径(mm)	公差	漆包线直径 1 级		漆包线直径 2 级		20℃时的标称电阻值Ωm	重量(kg/km)	标称直径(mm)
		最小	最大	最小	最大			
1.00	±0.010	1.034	1.067	1.067	1.093	0.021 95	6.99	1.00
1.06	±0.011	1.090	1.130	1.123	1.155	0.019 54	7.85	1.06
1.12	±0.011	1.150	1.192	1.181	1.217	0.017 50	8.77	1.12
1.18	±0.012	1.210	1.254	1.241	1.279	0.015 77	9.73	1.18
1.25	±0.013	1.281	1.325	1.313	1.351	0.014 05	10.9	1.25
1.32	±0.013	1.351	1.397	1.385	1.423	0.012 60	12.2	1.32
1.40	±0.014	1.433	1.479	1.466	1.506	0.011 20	13.7	1.40
1.50	±0.015	1.533	1.581	1.568	1.608	0.009 757	15.7	1.50
1.60	±0.016	1.633	1.683	1.669	1.711	0.008 575	17.9	1.60
1.70	±0.017	1.733	1.785	1.771	1.813	0.007 596	20.2	1.70
1.80	±0.018	1.832	1.888	1.870	1.916	0.006 775	22.7	1.80
1.90	±0.019	1.932	1.990	1.972	2.018	0.006 081	25.2	1.90
2.00	±0.020	2.032	2.092	2.074	2.120	0.005 488	28.0	2.00

制造商提供了绝缘材料的几个等级和厚度。推荐将具有较厚涂层的应用于高压变压器。最常用的涂层材料是“自熔性”，即在焊接以前不要求分离端剥脱。

编号	SWG 标准线规		BWG 英国线规		AWG 或 B&S 美国线规	
	in	mm	in	mm	in	mm
4/0	0.400	10.160	0.454	11.532	0.460 0	11.684
3/0	0.372	9.449	0.425	10.795	0.409 6	10.404
2/0	0.348	8.839	0.380	9.652	0.364 8	9.266
0	0.324	8.230	0.340	8.636	0.324 9	8.252
1	0.300	7.620	0.300	7.620	0.289 3	7.348
2	0.276	7.010	0.284	7.214	0.257 6	6.543
3	0.252	6.401	0.259	6.579	0.229 4	5.827
4	0.232	5.893	0.238	6.045	0.204 3	5.189
5	0.212	5.385	0.220	5.588	0.181 9	4.620
6	0.192	4.877	0.203	5.156	0.162 0	4.115
7	0.176	4.470	0.180	4.572	0.144 3	3.665
8	0.160	4.064	0.165	4.191	0.128 5	3.264
9	0.144	3.658	0.148	3.759	0.114 4	2.906
10	0.128	3.251	0.134	3.404	0.101 9	2.588
11	0.116	2.946	0.120	3.048	0.090 7	2.304
12	0.104	2.642	0.109	2.769	0.080 8	2.052
13	0.092	2.337	0.095	2.413	0.072 0	1.829
14	0.080	2.032	0.083	2.108	0.064 1	1.628
15	0.072	1.829	0.072	1.829	0.057 1	1.450
16	0.064	1.626	0.065	1.651	0.050 8	1.290
17	0.056	1.422	0.058	1.473	0.045 3	1.151
18	0.048	1.219	0.049	1.245	0.040 3	1.024
19	0.040	1.016	0.042	1.067	0.035 9	0.912
20	0.036	0.914	0.035	0.889	0.032 0	0.813
21	0.032	0.813	0.032	0.813	0.028 5	0.724
22	0.028	0.711	0.028	0.711	0.025 3	0.643
23	0.024	0.610	0.025	0.635	0.022 6	0.574

（续）

编号	SWG 标准线规		BWG 英国线规		AWG 或 B&S 美国线规	
	in	mm	in	mm	in	mm
24	0.022	0.559	0.022	0.559	0.020 1	0.511
25	0.020	0.508	0.020	0.508	0.017 9	0.455
26	0.018	0.457	0.018	0.457	0.015 9	0.404
27	0.016 4	0.417	0.016	0.406	0.014 2	0.361
28	0.014 8	0.376	0.014	0.356	0.012 6	0.320
29	0.013 6	0.345	0.013	0.330	0.011 3	0.287
30	0.012 4	0.315	0.012	0.305	0.010 0	0.254
31	0.011 6	0.295	0.010	0.254	0.008 9	0.226
32	0.010 8	0.274	0.009	0.229	0.008 0	0.203
33	0.010 0	0.254	0.008	0.203	0.007 1	0.180
34	0.009 2	0.234	0.007	0.178	0.006 3	0.160
35	0.008 4	0.213	0.005	0.127	0.005 6	0.142
36	0.007 6	0.193	0.004	0.102	0.005 0	0.127
37	0.006 8	0.173			0.004 5	0.114
38	0.006 0	0.152			0.004 0	0.102
39	0.005 2	0.132			0.003 5	0.090
40	0.004 8	0.122			0.003 1	0.079
41	0.004 4	0.112			0.002 8	0.071
42	0.004 0	0.102			0.002 5	0.063
43	0.003 6	0.091			0.002 2	0.056
44	0.003 2	0.081			0.002 0	0.051
45	0.002 8	0.071			0.001 76	0.045
46	0.002 4	0.061			0.001 57	0.040
47	0.002 0	0.051			0.001 40	0.036
48	0.001 6	0.041			0.001 24	0.031
49	0.001 2	0.030			0.001 11	0.028
50	0.001 0	0.025			0.000 99	0.025

附录 7　软磁铁氧体和铁粉磁芯制造商

铁氧体制造商众多，下面的列表列出了目前美国和英国的一些典型的公司。这里所列的仅仅是作为说明，并不完全。不保证给出的细节都非常准确。列表中的许多公司在发达地区的多数主要国家都有子公司或者代理商。在一些情况下，一个进口机构本身就是总部在另一个国家的子公司。

- ❑ Acme Electronics 公司：http://www.acme-ferrite.tw/en/index.asp
- ❑ BISON CORES & electronics：http://www.bisoncores.com
- ❑ Ceramic Magnetics 公司：http://www.cmi-ferrite.com
- ❑ Chia Pi Electrical 公司：http://www.chiapi.com.tw/
- ❑ CORE-TECH 公司：http://www.coretechweb.com.tw/
- ❑ EPCOS：www.epcos.com
- ❑ Fair-Rite Products 公司：www.Fair-Rite.com
- ❑ Ferroxcube International Holding 公司：http://www.ferroxcube.com
- ❑ Iskra Feriti：http://www.iskra-feriti.si
- ❑ MMG MagDev 公司：www.magdev.co.uk
- ❑ National Magnetics 公司：http://www.magneticsgroup.com/index.html
- ❑ YUXIANG Magnetic Materials Ind 公司：http://www.magnets.com.en



附录 8　调制类型的分类

发射的新旧名称

分类（基于旧方法）

主载波调制方式	传输方式	附加特性	原名称	新名称
幅度调制	未经调制的电报	—	A0	N0N
	摩尔斯电报	—	A1	A1A
	电传打字电报	—	A1	A1B
	摩尔斯电报，声音模式	—	A2	A2A
	电传打字电报		A2	A2B
	摩尔斯电报	SSB（单边带），抑制载波	A2J	J2A
	电传打字电报	抑制载波	A2J	J2B
	摩尔斯电报	缩减载波	A2A	R2A
	摩尔斯电报	全载波	A2H	H2A
		f 自动接收	A2H	H2B
	电话	DSB（双边带）	A3	A3E
		SSB（单边带），缩减载波	A3A	R3E
		全载波	A3H	H3E
		抑制载波	A3J	J3E
		两 个 独 立 的	A3B	B8E
	传真	边带	A4	A3C
		—	A4A	R3C
		SSB，缩减载波	A4J	J3C
	电视（视频）	抑制载波	A5	A3F
		DSB	A5C	C3F
		残留边带	A5J	J3F
	多波段音频电报	SSB，抑制载波	A7A	R7B
	上面未覆盖的波段	SSB，缩减载波	A7J	J7B
		抑制载波	A9	AXX
		—		
		DSB，1 频道		
		带量化或数字信息没有	A9	A1D
		调制，副载波	A9	A2D
		调制，副载波	A9B	B9W
	摩尔斯电报	两个独立的边带		
		SSB，抑制载波		
		1 频道带量化或数字信	A9J	J2A
	电传打字电报	息	A9J	J2B
		调制，副载波		
		同上		

（续）

主载波调制方式	传输方式	附加特性	原名称	新名称
	遥控指令	同上	A9J	J2D
频率调制	未经音频调制的带频率			
（或相位调	转换键的电报			
制）	摩尔斯电报		F1	F1A
	电传打字电报		F1	F1B
	带频率开关键的音频调	—		
	制电报	—		
	摩尔斯电报		F2	F2A
	电传打字电报		F2	F2B
	电话和声音广播		F3	F3E
		相位调制		
		VHF-UHF 无线电话	F3	G3E
	传真	1 频道模拟信息	F4	F3C
		带量化或数字信息		F1C
		无调制，副载波	F4	F2C
		调制，副载波	F4	
	电视（视频四频段的单	—	F5	F3F
	向双路电报）	—	F6	F7B
	上面未覆盖的频段	—	F9	FXX
	遥控指令	1 频道，带量化或数字信息		
		无调制，副载波	F9	F1D
		调制，副载波	F9	F2D
	未调制的脉冲载波（例		P0	P0N
脉冲调制	如雷达）			
	电报	—	P1D	K1A
		脉冲振幅调制	P2D	K2A
		脉冲宽度调制	P2E	L2A
		脉冲相位调制	P2F	M2A
	电话	脉冲振幅调制	P3D	K2E
		脉冲宽度调制	P3E	L3E
		脉冲相位调制	P3G	V3E
		—	P9	XXX
	上面未覆盖频段的脉冲			
	调制载波			

例子：2K 70 J3E** =单边带调制（SSB）电话，抑制载波，带宽 2700Hz
　　　1　2　3

1. 单位为 Hz、kHz、MHz 或 GHz 的 3 个数字在必要的带宽中占用小数点的位置。
2. 三种特征（上面表中每一个）象征一种发射类型。
3. 两种可选择的特征给出了关于发射类型的进一步的信息。

附录9　石 英 晶 体

用一个等效电路可以代表当石英晶体工作在谐振频率附近时的特性，这个等效电路包括一个电感（L_1）、一个电容（C_1）和一个电阻（R_1）以及旁路电容（C_0）。元件 L_1、C_1、R_1 本身不是实际存在的，在这里用来提供一个晶体振荡的电路模型。常用的简化等效电路如图 A9-1 所示。

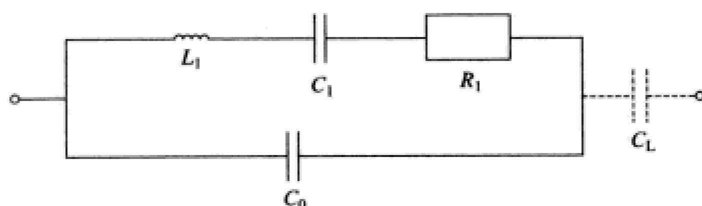


图　A9-1

由 L_1、C_1、R_1 构成起振臂。L_1 起到振荡主体的作用，C_1 代表灵活性，R_1 表示晶振（总的）损耗。C_0 是晶振电极加上晶振终端电容和金属外围之间的总电容。

晶体阻抗在临近晶体谐振的频率点上发生急剧的变化如图 A9-2 所示。有两个 0 相位频率点，一个是串联谐振点（f_s），另一个是并联或反谐振点（f_a）。

串联谐振：当晶振工作在串联谐振状态时，其阻抗在 f_s 附近趋近于 0，但是仍存在等效的串联谐振电阻（ESR）。ESR 的值（单位是欧姆）能衡量一个晶振活性，并且已成为人们认可的标准。

并联或者反谐振：如图 A9-2 所示，晶振工作在并联谐振时，其阻抗在 f_a 附近达到峰值，通常情况下负载电路通过负载电容 C_L，产生电抗性的阻抗工作在并联或串联的谐振状态下。当晶振工作在这种情况下（f_L 频率下），应该准确定出 C_L 的值，为了避免不稳定，负载电容应比电容 C_0 的值大几倍（典型的取值范围是 C_L=20～60pF。）

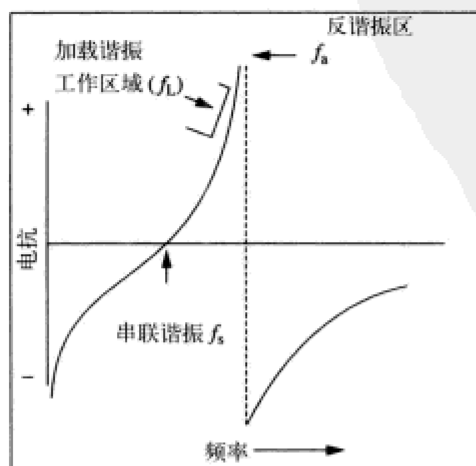


图　A9-2

AT 切割（AT-Cut）高频晶振的频率温度特性显示了其立方（三次方）特性，基于晶振极的设计或者振荡模式，在+27℃和+31℃之间有一个拐点。仔细控制晶振的切割角度，能定出曲线两个翻转点的位置，这样就能提供在特定温度范围内晶振频率总偏差的最小值。AT 切割的频率/温度特性如图 A9-3 所示，对大多数的基波和谐波类型都很有效。

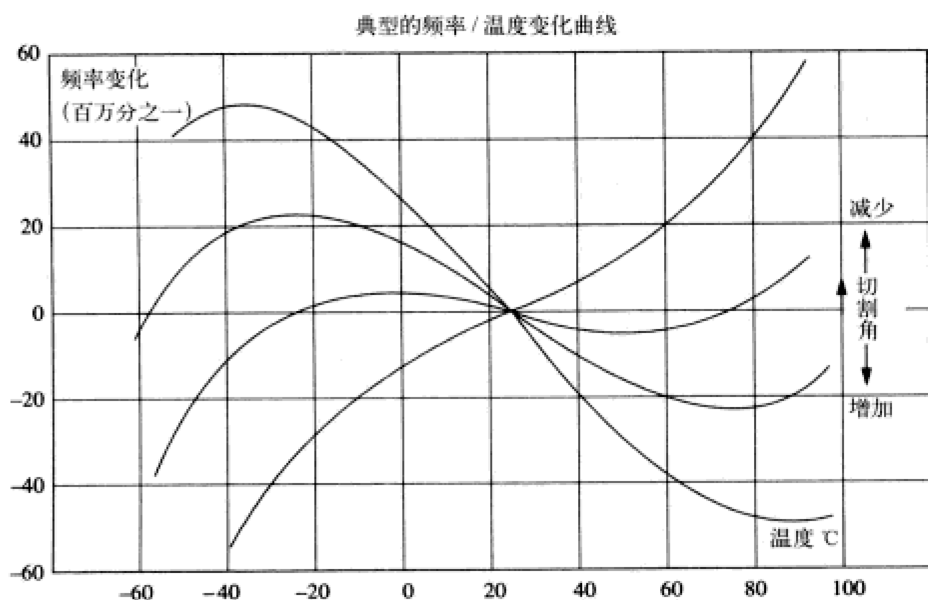


图 A9-3

附录 10　椭圆滤波器

下面的表格及原理图选自 R. Saal 和 E. Ulbricht 所著的 On the Design of Filters by Synthesis [*IRE Transactions on Circuit Theory*，1958 年 12 月，pp.284～328，©1958 IRE （现在的 IEEE）]，得到复制许可。这些图表频率归一化到 f=1 rad/s=1/(2π) Hz，Z_0=1Ω，L 单位为亨利，C 单位为法拉。

（注意：在用以下的带有图表的表格时，每种情况下的图 a 分别与表 A10-1～A10-3 各个栏的最顶端的一行相对应。同样的，图 b 与这些表格的最底端一行相对应。）

最初的滤波器是设计到 11 阶。这里给出的三阶和五阶的滤波器有 1dB、0.5dB 和 0.1dB 的通带波纹，对于六阶、七阶和九阶的滤波器为 0.18dB 的通带波纹。对于六阶的情况，给出了两种设计，一种形式是基本的六阶滤波器，设计成工作从归一化为一的源阻抗到归一化为 0.667 的负载阻抗（或对 T 截面为 1.5 的设计）。因为 1.5∶1 的 VSWR（电压驻波比）会导致在直流时有 0.18dB 的插入损耗。另一种形式是设计成在两端的归一化阻抗都为一，因此在直流时的通带损耗为零，这种情况和五阶滤波器的情况类似。第一种形式在阻带内更快达到截止点，因此更常被采用，它可以方便地提供不同的终端阻抗。

三极点

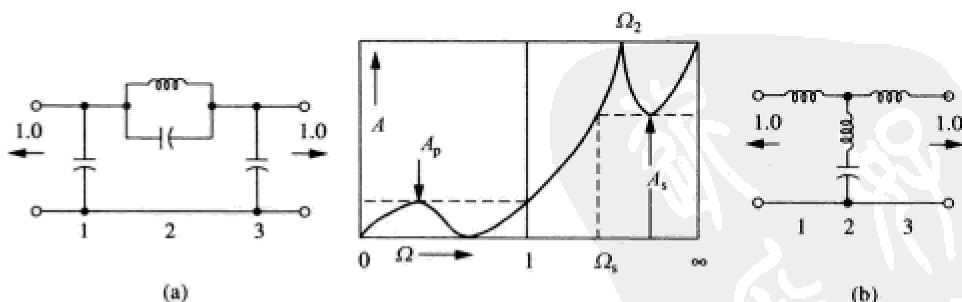


表 A10-1　A_p=1dB

Ω_s	A_s(dB)	C_1	C_2	L_2	Ω_2	C_3
1.295	20	1.570	0.805	0.613	1.424	1.570
1.484	25	1.688	0.497	0.729	1.660	1.688
1.732	30	1.783	0.322	0.812	1.954	1.783
2.048	35	1.852	0.214	0.865	2.324	1.852
2.418	40	1.910	0.145	0.905	2.762	1.910
2.856	45	1.965	0.101	0.929	3.279	1.965
Ω_s	A_s(dB)	L_1	L_2	C_2	Ω_2	L_3

[© 1958 IRE（现在的 IEEE）]

表 A10-2 A_p=0.5dB

Ω_s	A_s(dB)	C_1	C_2	L_2	Ω_2	C_3
1.416	20	1.267	0.536	0.748	1.578	1.267
1.636	25	1.361	0.344	0.853	1.846	1.361
1.935	30	1.425	0.226	0.924	2.189	1.425
2.283	35	1.479	0.152	0.976	2.600	1.479
2.713	40	1.514	0.102	1.015	3.108	1.514
Ω_s	A_s(dB)	L_1	L_2	C_2	Ω_2	L_3

(© 1958 IRE)

表 A10-3 A_p=0.1dB

Ω_s	A_s(dB)	C_1	C_2	L_2	Ω_2	C_3
1.756	20	0.850	0.290	0.871	1.986	0.850
2.082	25	0.902	0.188	0.951	2.362	0.902
2.465	30	0.941	0.125	1.012	2.813	0.941
2.921	35	0.958	0.083 7	1.057	3.362	0.958
3.542	40	0.988	0.057 0	1.081	4.027	0.988
Ω_s	A_s(dB)	L_1	L_2	C_2	Ω_2	L_3

(© 1958 IRE)

五极点

表 A10-4 A_p=1dB

Ω_s	A_s(dB)	C_1	C_2	L_2	Ω_2	C_3	C_4	L_4	Ω_4	C_5
1.145	35	1.783	0.474	0.827	1.597	1.978	1.487	0.488	1.174	1.276
1.217	40	1.861	0.372	0.873	1.755	2.142	1.107	0.578	1.250	1.427
1.245	45	1.923	0.293	0.947	1.898	2.296	0.848	0.684	1.313	1.553
1.407	50	1.933	0.223	0.963	2.158	2.392	0.626	0.750	1.459	1.635
1.528	55	1.976	0.178	0.986	2.387	2.519	0.487	0.811	1.591	1.732
1.674	60	2.007	0.141	1.003	2.660	2.620	0.380	0.862	1.747	1.807
1.841	65	2.036	0.113	1.016	2.952	2.703	0.301	0.901	1.920	1.873
2.036	70	2.056	0.089 0	1.028	3.306	2.732	0.239	0.934	2.117	1.928
Ω_s	A_s(dB)	L_1	L_2	C_2	Ω_2	L_3	L_4	C_4	Ω_4	L_5

(© 1958 IRE)

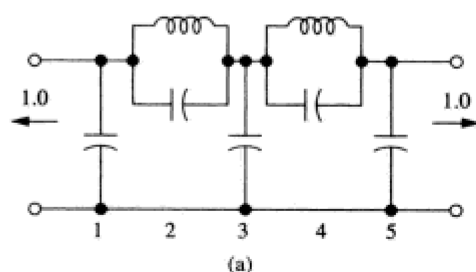
表 A10-5 A_p=0.5dB

Ω_s	A_s(dB)	C_1	C_2	L_2	Ω_2	C_3	C_4	L_4	Ω_4	C_5
1.186	35	1.439	0.358	0.967	1.700	1.762	1.116	0.600	1.222	1.026
1.270	40	1.495	0.279	1.016	1.878	1.880	0.840	0.696	1.308	1.114
1.369	45	1.530	0.218	1.063	2.077	1.997	0.627	0.795	1.416	1.241
1.481	50	1.563	0.172	1.099	2.300	2.113	0.482	0.875	1.540	1.320
1.618	55	1.559	0.134	1.140	2.558	2.188	0.369	0.949	1.690	1.342
1.782	60	1.603	0.108	1.143	2.847	2.248	0.291	0.995	1.858	1.449
1.963	65	1.626	0.086 0	1.158	3.169	2.306	0.230	1.037	2.048	1.501
2.164	70	1.624	0.067 9	1.178	3.536	2.319	0.182	1.078	2.258	1.521
Ω_s	A_s(dB)	L_1	L_2	C_2	Ω_2	L_3	L_4	C_4	Ω_4	L_5

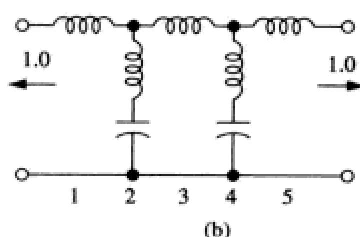
(© 1958 IRE)

表 A10-6 A_p=0.1dB

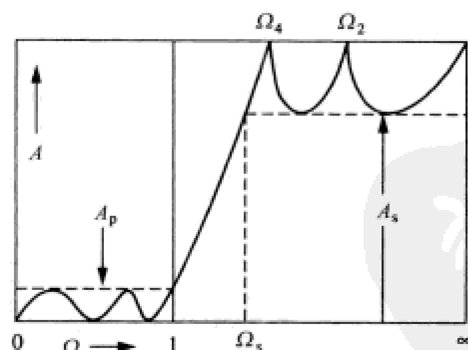
Ω_s	A_s(dB)	C_1	C_2	L_2	Ω_2	C_3	C_4	L_4	Ω_4	C_5
1.309	35	0.977	0.230	1.139	1.954	1.488	0.742	0.740	1.350	0.701
1.414	40	1.010	0.177	1.193	2.176	1.586	0.530	0.875	1.468	0.766
1.540	45	1.032	0.140	1.228	2.412	1.657	0.401	0.968	1.605	0.836
1.690	50	1.044	0.117 8	1.180	2.682	1.726	0.283	1.134	1.765	0.885
1.860	55	1.072	0.088 0	1.275	2.985	1.761	0.241	1.100	1.942	0.943
2.048	60	1.095	0.069 9	1.292	3.328	1.801	0.192	1.148	2.130	0.988
2.262	65	1.108	0.055 5	1.308	3.712	1.834	0.151	1.191	2.358	1.022
2.512	70	1.112	0.044 0	1.319	4.151	1.858	0.119	1.225	2.619	1.044
Ω_s	A_s(dB)	L_1	L_2	C_2	Ω_2	L_3	L_4	C_4	Ω_4	L_5



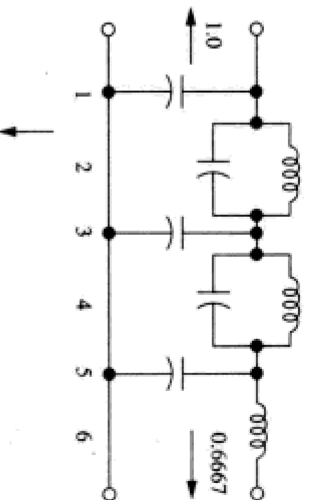
(a)



(b)



六极点（0Hz 处损耗为 A_p）



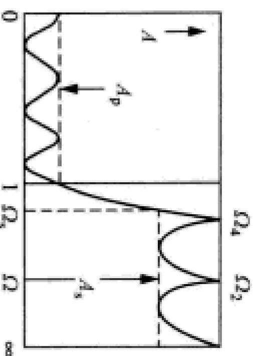
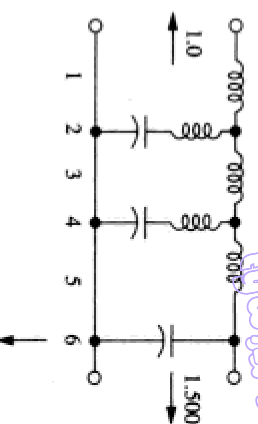


表 A10-7 A_p=0.18dB

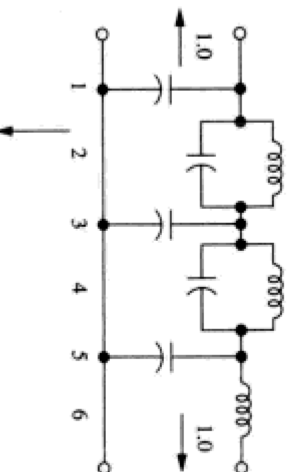
Ω_s	A_s(dB)	C_1	C_2	L_2	Ω_2	C_3	C_4	L_4	Ω_4	C_5	L_6
3.751 039	112.5	1.299	0.025 0	1.344	5.452 491	2.142	0.046 8	1.412	3.888 329	2.017	0.882 8
3.535 748	109.3	1.296	0.028 3	1.341	5.133 037	2.135	0.053 0	1.405	3.664 543	2.012	0.883 0
3.344 698	106.3	1.293	0.031 8	1.337	4.849 152	2.126	0.059 6	1.397	3.465 915	2.006	0.883 1
3.174 064	103.4	1.290	0.035 5	1.333	4.595 218	2.118	0.066 6	1.389	3.288 476	2.000	0.883 3
3.020 785	100.7	1.286	0.039 5	1.328	4.366 743	2.108	0.074 0	1.380	3.120 050	1.993	0.883 5
2.882 384	98.1	1.283	0.043 6	1.324	4.160 091	2.009	0.081 8	1.371	2.985 065	1.987	0.883 7
2.756 834	95.6	1.279	0.048 0	1.319	3.972 284	2.089	0.090 1	1.362	2.854 418	1.979	0.883 9
2.642 462	93.3	1.275	0.052 7	1.314	3.800 865	2.078	0.098 9	1.352	2.735 370	1.972	0.884 1
2.537 873	91.0	1.270	0.057 6	1.309	3.643 786	2.067	0.108 1	1.341	2.626 475	1.964	0.884 3
2.441 895	88.8	1.266	0.062 7	1.303	3.499 325	2.055	0.117 7	1.331	2.526 516	1.956	0.884 5
2.353 536	86.7	1.261	0.068 0	1.297	3.366 027	2.043	0.127 9	1.320	2.434 463	1.948	0.884 8
2.271 953	84.6	1.256	0.073 6	1.291	3.242 651	2.031	0.138 5	1.308	2.349 441	1.939	0.885 0
2.196 422	82.6	1.251	0.079 5	1.285	3.128 134	2.018	0.149 7	1.296	2.270 699	1.930	0.885 3
2.126 320	80.7	1.246	0.085 7	1.279	3.021 559	2.005	0.161 3	1.284	2.197 588	1.921	0.885 5
2.061 103	78.0	1.240	0.092 1	1.272	2.922 132	1.991	0.173 5	1.271	2.120 540	1.911	0.885 8
2.000 308	77.1	1.235	0.098 8	1.265	2.829 162	1.977	0.186 3	1.257	2.066 092	1.001	0.886 1
1.943 517	75.3	1.220	0.105 7	1.258	2.742 042	1.962	0.199 6	1.244	2.006 790	1.801	0.886 4
1.890 370	73.6	1.223	0.113 0	1.250	2.660 241	1.947	0.213 6	1.230	1.951 268	1.881	0.886 7
1.840 548	72.0	1.216	0.120 6	1.243	2.583 290	1.931	0.228 1	1.215	1.899 195	1.870	0.887 0
1.793 769	70.4	1.210	0.128 5	1.235	2.510 772	1.915	0.243 3	1.200	1.850 277	1.859	0.887 3
1.749 781	68.8	1.203	0.136 7	1.226	2.442 318	1.899	0.259 2	1.185	1.804 254	1.817	0.887 7
1.708 362	67.3	1.196	0.145 2	1.218	2.377 598	1.882	0.275 8	1.169	1.760 893	1.835	0.888 0
1.669 312	65.8	1.189	0.154 1	1.209	2.316 318	1.804	0.293 1	1.153	1.719 987	1.823	0.888 4
1.632 615	64.3	1.181	0.163 4	1.200	2.258 212	1.847	0.311 2	1.137	1.681 350	1.811	0.888 7
1.597 615	62.8	1.174	0.173 0	1.191	2.203 043	1.828	0.330 1	1.120	1.644 814	1.798	0.889 1
1.564 602	61.4	1.166	0.183 0	1.181	2.150 505	1.810	0.349 8	1.103	1.610 227	1.785	0.889 5
1.533 460	60.0	1.158	0.193 4	1.172	2.100 673	1.791	0.370 4	1.085	1.577 454	1.771	0.889 8
1.503 888	58.7	1.149	0.204 3	1.161	2.053 102	1.771	0.392 0	1.067	1.546 370	1.758	0.890 2
1.475 840	57.3	1.141	0.215 5	1.151	2.007 720	1.751	0.414 5	1.049	1.516 862	1.744	0.890 6
1.440 216	56.0	1.132	0.227 2	1.140	1.964 382	1.731	0.438 1	1.030	1.488 829	1.729	0.891 0
1.423 927	54.7	1.123	0.239 4	1.130	1.922 953	1.710	0.462 8	1.011	1.462 178	1.715	0.891 5
1.399 891	53.4	1.113	0.252 1	1.118	1.883 312	1.689	0.488 8	0.991 0	1.436 822	1.700	0.891 9
1.377 032	52.2	1.103	0.265 3	1.107	1.845 347	1.668	0.516 0	0.971 1	1.412 684	1.684	0.892 3
1.355 282	50.9	1.093	0.279 1	1.095	1.808 954	1.646	0.544 6	0.950 8	1.389 693	1.669	0.892 8
1.334 577	49.7	1.083	0.293 5	1.083	1.774 040	1.623	0.574 7	0.930 2	1.307 782	1.653	0.893 2



Ω_s	A_s(dB)	L_1	L_2	C_2	Ω_2	L_3	L_4	C_4	Ω_4	L_5	C_6
1.314 859	48.5	1.073	0.308 4	1.070	1.740 516	1.600	0.6063	0.909 2	1.346 801	1.637	0.893 7
1.296 076	47.3	1.062	0.324 1	1.057	1.708 301	1.577	0.6397	0.887 8	1.326 965	1.620	0.894 2
1.278 176	46.1	1.050	0.340 4	1.044	1.677 322	1.554	0.6749	0.866 1	1.307 952	1.603	0.894 6
1.261 116	45.0	1.039	0.357 4	1.031	1.647 510	1.530	0.7122	0.844 0	1.280 805	1.586	0.895 1
1.244 853	43.8	1.027	0.375 2	1.017	1.618 799	1.506	0.7517	0.821 6	1.272 479	1.568	0.895 6
1.229 348	42.7	1.015	0.393 9	1.003	1.591 131	1.481	0.7936	0.798 9	1.255 935	1.551	0.896 1
1.214 564	41.5	1.002	0.413 5	0.988 1	1.564 449	1.456	0.8382	0.775 8	1.240 135	1.532	0.896 6
1.200 469	40.4	0.989 4	0.434 0	0.973 2	1.538 703	1.431	0.8857	0.752 3	1.225 044	1.514	0.897 1
1.187 032	39.3	0.976 0	0.455 6	0.957 8	1.513 843	1.405	0.9365	0.728 6	1.210 630	1.495	0.897 6
1.174 224	38.1	0.962 3	0.478 3	0.942 0	1.489 825	1.379	0.9909	0.704 5	1.196 863	1.476	0.898 1
1.162 017	37.0	0.948 1	0.502 2	0.925 8	1.466 607	1.353	1.049	0.680 1	1.183 715	1.456	0.898 7
1.150 388	35.9	0.933 5	0.527 4	0.909 1	1.444 148	1.326	1.112	0.655 4	1.171 161	1.436	0.899 2
1.139 313	34.8	0.918 4	0.554 1	0.892 0	1.422 411	1.299	1.181	0.630 4	1.159 176	1.416	0.899 7
1.128 771	33.7	0.902 8	0.582 4	0.874 3	1.401 362	1.272	1.255	0.605 1	1.147 737	1.395	0.900 2
1.118 742	32.6	0.886 7	0.612 5	0.856 2	1.380 967	1.244	1.335	0.579 5	1.136 826	1.374	0.900 8
1.109 208	31.5	0.870 0	0.644 5	0.837 4	1.361 196	1.216	1.424	0.553 6	1.126 421	1.352	0.901 3
1.100 151	30.4	0.852 8	0.678 7	0.818 2	1.342 017	1.188	1.521	0.527 4	1.116 505	1.330	0.901 8
1.091 555	29.3	0.834 9	0.715 3	0.798 2	1.323 405	1.160	1.629	0.501 0	1.107 063	1.308	0.902 3
1.083 407	28.2	0.816 3	0.754 7	0.777 7	1.305 331	1.131	1.748	0.474 4	1.098 078	1.283	0.902 8
1.075 691	27.1	0.797 0	0.797 2	0.756 4	1.287 771	1.102	1.883	0.447 5	1.089 536	1.261	0.903 2
1.068 397	26.0	0.776 9	0.843 3	0.734 4	1.270 700	1.073	2.034	0.420 4	1.081 425	1.237	0.903 7
1.061 511	24.9	0.756 0	0.893 6	0.711 6	1.254 095	1.044	2.206	0.393 1	1.073 732	1.213	0.904 0
1.055 024	23.7	0.734 1	0.948 7	0.687 8	1.237 933	1.015	2.405	0.365 7	1.066 446	1.188	0.904 4
1.048 925	22.6	0.711 2	1.010	0.663 1	1.222 193	0.986 0	2.634	0.338 1	1.059 558	1.162	0.904 7
1.043 207	21.5	0.687 2	1.077	0.637 4	1.206 854	0.956 8	2.905	0.310 5	1.053 059	1.135	0.904 9
1.037 860	20.3	0.662 0	1.153	0.610 4	1.191 893	0.927 8	3.226	0.282 8	1.046 940	1.107	0.905 0
1.032 878	19.1	0.635 3	1.239	0.582 2	1.177 291	0.899 1	3.615	0.255 2	1.041 196	1.079	0.904 9
1.028 255	17.9	0.607 1	1.338	0.552 5	1.163 026	0.870 6	4.093	0.227 7	1.035 818	1.050	0.904 7
1.023 985	16.6	0.577 0	1.453	0.521 1	1.149 076	0.842 7	4.695	0.200 5	1.030 804	1.019	0.904 2
1.020 064	15.4	0.545 0	1.590	0.487 9	1.135 418	0.815 6	5.471	0.173 6	1.026 148	0.986 8	0.903 3
1.016 487	14.1	0.510 5	1.755	0.452 6	1.122 029	0.789 5	6.502	0.147 3	1.021 849	0.932 9	0.902 0
1.013 253	12.7	0.473 2	1.960	0.414 9	1.108 880	0.765 0	7.925	0.121 8	1.017 905	0.917 0	0.900 1
1.010 360	11.4	0.432 5	2.223	0.374 5	1.095 939	0.742 6	9.982	0.097 4	1.014 316	0.878 4	0.897 2
1.007 808	9.9	0.387 6	2.576	0.330 9	1.083 168	0.723 4	13.14	0.744	1.011 085	0.836 5	0.893 0
1.005 599	8.5	0.337 7	3.075	0.283 8	1.070 517	0.708 9	18.40	0.053 5	1.008 216	0.789 8	0.887 0

(© 1958 IRE)

六极点（0Hz 处损耗为 0）



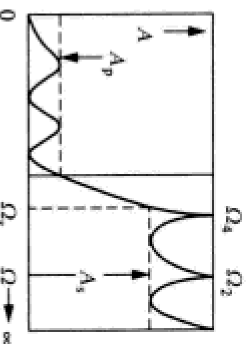
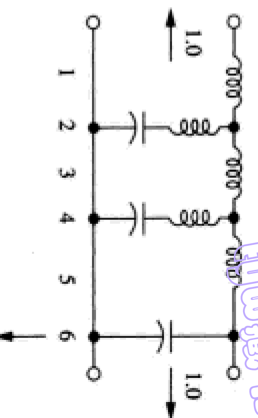


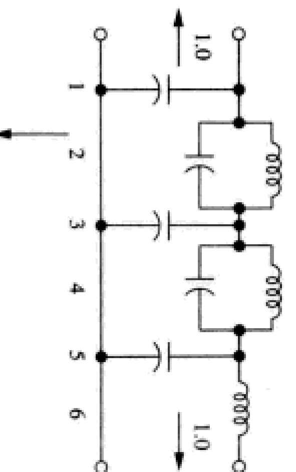
表 A10-8 A_p=0.18dB

Ω_s	A_s(dB)	C_1	C_2	L_2	Ω_2	C_3	C_4	L_4	Ω_4	C_5	L_6
3.878 298	112.5	1.138	0.020 9	1.500	5.644 802	1.790	0.035 0	1.769	4.020 935	1.500	1.158
3.655 090	109.3	1.135	0.023 7	1.496	5.314 073	1.784	0.039 6	1.761	3.788 961	1.496	1.158
3.456 975	108.3	1.132	0.026 6	1.492	5.020 165	1.777	0.044 5	1.751	3.583 033	1.492	1.158
3.279 996	103.4	1.129	0.029 7	1.488	4.757 266	1.770	0.049 7	1.742	3.399 040	1.488	1.158
3.120 982	100.7	1.125	0.033 0	1.483	4.520 722	1.763	0.055 2	1.731	3.233 693	1.483	1.158
2.977 369	98.1	1.122	0.036 5	1.478	4.306 769	1.756	0.061 1	1.720	3.084 330	1.479	1.158
2.847 060	95.6	1.118	0.040 1	1.473	4.112 326	1.748	0.067 3	1.709	2.948 774	1.474	1.157
2.728 322	93.3	1.114	0.044 0	1.468	3.934 847	1.739	0.073 8	1.697	2.825 225	1.469	1.157
2.619 709	91.0	1.110	0.048 0	1.463	3.772 213	1.731	0.080 7	1.685	2.712 184	1.464	1.157
2.520 009	88.8	1.106	0.052 3	1.457	3.622 641	1.722	0.087 9	1.672	2.608 393	1.458	1.157
2.428 196	86.7	1.102	0.056 8	1.451	3.484 024	1.712	0.095 5	1.658	2.512 785	1.452	1.157
2.343 395	84.6	1.097	0.061 4	1.445	3.356 877	1.702	0.103 5	1.644	2.424 454	1.446	1.156
2.264 858	82.6	1.092	0.066 3	1.430	3.238 301	1.692	0.111 8	1.630	2.342 621	1.440	1.156
2.191 939	80.7	1.087	0.071 4	1.432	3.127 945	1.682	0.120 5	1.615	2.266 617	1.433	1.156
2.124 078	78.9	1.082	0.076 7	1.425	3.024 987	1.671	0.129 7	1.599	2.195 860	1.427	1.156
2.080 787	77.1	1.077	0.082 2	1.418	2.928 712	1.660	0.139 2	1.583	2.129 845	1.420	1.155
2.001 642	75.3	1.071	0.088 0	1.410	2.838 492	1.648	0.149 2	1.567	2.068 129	1.413	1.155
1.946 266	73.6	1.065	0.094 0	1.403	2.753 776	1.636	0.159 7	1.550	2.010 323	1.403	1.155
1.894 331	72.0	1.059	0.100 3	1.395	2.674 079	1.624	0.170 6	1.532	1.956 085	1.398	1.154
1.845 543	70.4	1.053	0.106 8	1.386	2.598 969	1.611	0.182 0	1.514	1.905 110	1.390	1.154
1.799 643	68.8	1.047	0.113 5	1.378	2.528 063	1.598	0.193 9	1.496	1.857 129	1.382	1.154
1.756 398	67.3	1.040	0.120 6	1.369	2.461 022	1.585	0.206 3	1.477	1.811 902	1.374	1.153
1.715 603	65.8	1.033	0.127 9	1.360	2.397 538	1.571	0.219 2	1.457	1.769 212	1.365	1.153
1.677 070	64.3	1.026	0.135 5	1.351	2.337 337	1.557	0.232 8	1.437	1.728 868	1.356	1.152
1.640 634	62.8	1.019	0.143 4	1.341	2.280 174	1.543	0.246 9	1.417	1.690 696	1.348	1.152
1.606 142	61.4	1.012	0.151 6	1.332	2.225 824	1.528	0.261 7	1.396	1.654 538	1.338	1.151
1.573 460	60.0	1.004	0.160 1	1.321	2.174 087	1.513	0.277 2	1.374	1.620 254	1.329	1.151
1.542 462	58.7	0.996 3	0.168 9	1.311	2.124 779	1.408	0.293 3	1.352	1.587 714	1.319	1.150
1.513 038	57.3	0.988 2	0.178 1	1.300	2.077 734	1.482	0.310 3	1.330	1.556 804	1.309	1.150
1.485 086	56.0	0.979 8	0.187 7	1.289	2.032 800	1.466	0.328 0	1.309	1.527 416	1.299	1.149
1.458 511	54.7	0.971 2	0.197 6	1.278	1.080 839	1.450	0.346 5	1.284	1.409 453	1.289	1.148
1.433 230	53.4	0.962 4	0.207 9	1.266	1.948 725	1.433	0.365 9	1.260	1.472 828	1.278	1.148
1.409 164	52.2	0.953 3	0.218 7	1.255	1.909 340	1.416	0.386 3	1.235	1.447 459	1.267	1.147
1.386 241	50.9	0.943 9	0.229 8	1.242	1.871 578	1.399	0.407 8	1.211	1.423 273	1.256	1.146
1.364 398	49.7	0.934 3	0.241 4	1.230	1.835 340	1.381	0.430 3	1.185	1.400 200	1.245	1.146



Ω_s	A_s(dB)	L_1	L_2	C_2	Ω_2	L_3	L_4	C_4	Ω_4	L_5	C_6
1.343 572	48.5	0.924 4	0.2535	1.217	1.800 536	1.363	0.4540	1.160	1.378 179	1.234	1.145
1.323 710	47.3	0.914 2	0.2661	1.204	1.767 082	1.345	0.4790	1.133	1.357 152	1.222	1.144
1.304 759	46.1	0.903 7	0.2792	1.190	1.734 901	1.327	0.5054	1.107	1.337 064	1.210	1.143
1.286 672	45.0	0.892 9	0.2929	1.176	1.703 919	1.308	0.5333	1.080	1.317 868	1.197	1.142
1.269 406	43.8	0.881 9	0.3072	1.162	1.674 071	1.289	0.5628	1.052	1.299 518	1.185	1.141
1.252 921	42.7	0.870 5	0.3221	1.147	1.645 294	1.269	0.5941	1.024	1.281 971	1.172	1.140
1.237 179	41.5	0.858 7	0.3377	1.132	1.617 530	1.249	0.6274	0.995 7	1.265 189	1.159	1.139
1.222 145	40.4	0.846 6	0.3541	1.116	1.590 725	1.229	0.6629	0.966 8	1.249 136	1.143	1.138
1.207 787	39.3	0.834 2	0.3712	1.100	1.564 828	1.209	0.7008	0.937 5	1.233 777	1.131	1.137
1.194 077	38.1	0.821 4	0.3892	1.084	1.539 791	1.188	0.7413	0.907 7	1.219 083	1.117	1.136
1.180 985	37.0	0.808 1	0.4081	1.067	1.515 571	1.107	0.7848	0.877 5	1.203 023	1.103	1.134
1.168 486	35.9	0.794 5	0.4280	1.049	1.492 126	1.146	0.8317	0.846 8	1.191 672	1.088	1.133
1.156 557	34.8	0.780 4	0.4490	1.032	1.469 414	1.125	0.8823	0.815 7	1.178 704	1.074	1.131
1.145 175	33.7	0.765 9	0.4712	1.013	1.447 401	1.103	0.9372	0.784 3	1.166 396	1.058	1.130
1.134 320	32.6	0.750 9	0.4947	0.994 0	1.426 049	1.081	0.9970	0.732 4	1.154 626	1.043	1.128
1.123 973	31.5	0.735 4	0.5196	0.974 4	1.405 326	1.059	1.062	0.720 1	1.143 375	1.026	1.126
1.114 116	30.4	0.719 3	0.5462	0.954 2	1.385 199	1.037	1.134	0.687 4	1.132 624	1.010	1.125
1.104 733	29.3	0.702 7	0.5746	0.933 2	1.365 637	1.014	1.213	0.654 3	1.122 356	0.993 2	1.123
1.095 809	28.2	0.685 4	0.6050	0.911 5	1.346 613	0.991 5	1.301	0.620 8	1.112 555	0.975 9	1.120
1.087 329	27.1	0.667 4	0.6377	0.889 1	1.328 096	0.968 6	1.400	0.587 0	1.103 207	0.958 2	1.118
1.079 282	26.0	0.648 8	0.6730	0.865 7	1.310 060	0.945 6	1.511	0.552 8	1.094 297	0.939 9	1.116
1.071 656	24.9	0.629 3	0.7114	0.841 5	1.292 478	0.922 5	1.636	0.518 4	1.085 815	0.921 1	1.113
1.064 439	23.7	0.608 9	0.7533	0.816 2	1.273 324	0.899 4	1.780	0.483 6	1.077 747	0.901 7	1.110
1.057 623	22.6	0.587 6	0.7994	0.789 8	1.258 571	0.876 2	1.947	0.448 6	1.070 085	0.881 6	1.107
1.051 198	21.5	0.565 2	0.8503	0.762 1	1.242 193	0.853 0	2.141	0.413 4	1.062 820	0.860 8	1.104
1.045 158	20.3	0.541 7	0.9073	0.733 1	1.226 164	0.829 9	2.372	0.378 1	1.055 943	0.839 3	1.100
1.039 495	19.1	0.516 8	0.9716	0.702 5	1.210 456	0.807 1	2.650	0.342 6	1.049 447	0.816 8	1.096
1.034 204	17.9	0.490 5	1.045	0.670 1	1.195 041	0.784 5	2.990	0.307 2	1.043 327	0.793 2	1.091
1.029 281	16.6	0.462 4	1.130	0.635 8	1.179 887	0.762 5	3.415	0.272 0	1.037 578	0.768 5	1.086
1.024 722	15.4	0.432 3	1.230	0.599 1	1.164 960	0.741 1	3.961	0.237 0	1.032 198	0.742 3	1.080
1.020 525	14.1	0.399 9	1.350	0.559 8	1.150 224	0.720 6	4.677	0.202 6	1.027 183	0.714 4	1.073
1.016 691	12.7	0.364 8	1.499	0.517 4	1.135 632	0.701 6	5.659	0.169 0	1.022 536	0.684 3	1.064
1.013 219	11.4	0.326 3	1.687	0.471 5	1.121 129	0.684 5	7.062	0.136 6	1.018 256	0.651 8	1.055
1.010 114	9.9	0.283 7	1.938	0.421 4	1.106 645	0.670 2	9.190	0.105 8	1.014 351	0.615 8	1.043
1.007 381	8.5	0.235 8	2.288	0.366 4	1.092 084	0.660 3	12.67	0.077 2	1.010 827	0.575 0	1.027

七极点



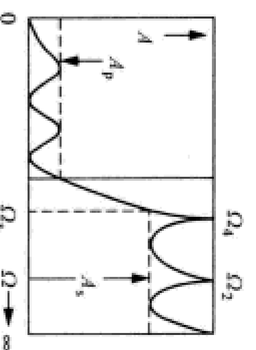
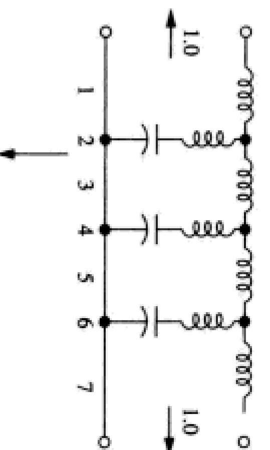


表 A10-9 A_p=0.18dB

Ω_s	A_s(dB)	C_1	C_2	L_2	Ω_2	C_3	C_4	L_4	Ω_4	C_5	C_6	L_6	Ω_6	C_7
2.281 172	105.4	1.310	0.029 0	1.358	5.038 750	2.100	0.135 3	1.357	2.333 900	2.049	0.095 5	1.281	2.850 592	1.247
2.202 689	103.0	1.308	0.031 4	1.355	4.848 897	2.089	0.146 5	1.345	2.253 156	2.034	0.103 4	1.272	2.756 829	1.240
2.130 054	100.7	1.306	0.033 9	1.353	4.672 457	2.078	0.158 2	1.332	2.178 400	2.019	0.111 7	1.263	2.661 529	1.233
2.062 665	98.5	1.304	0.036 4	1.350	4.508 037	2.066	0.170 4	1.319	2.109 040	2.003	0.120 4	1.254	2.572 921	1.226
2.000 000	96.3	1.302	0.039 1	1.347	4.354 434	2.054	0.183 3	1.305	2.044 515	1.987	0.129 5	1.245	2.490 337	1.218
1.941 604	94.2	1.299	0.042 0	1.344	4.210 595	2.042	0.196 6	1.292	1.984 368	1.970	0.139 0	1.235	2.413 194	1.210
1.887 080	92.2	1.297	0.044 9	1.341	4.075 602	2.029	0.210 6	1.277	1.928 190	1.952	0.149 0	1.225	2.340 984	1.202
1.836 078	90.2	1.294	0.047 9	1.338	3.048 647	2.016	0.225 2	1.262	1.875 623	1.934	0.159 3	1.214	2.273 259	1.193
1.788 292	88.3	1.292	0.051 1	1.335	3.829 016	2.002	0.240 4	1.247	1.826 351	1.916	0.170 2	1.204	2.209 625	1.184
1.743 447	86.4	1.280	0.054 4	1.332	3.716 076	1.988	0.256 2	1.232	1.780 095	1.807	0.181 5	1.193	2.149 731	1.175
1.701 302	84.6	1.286	0.057 8	1.328	3.609 267	1.973	0.272 7	1.216	1.736 606	1.878	0.193 2	1.181	2.093 268	1.165
1.661 640	82.8	1.283	0.061 4	1.324	3.508 087	1.959	0.290 0	1.199	1.695 662	1.858	0.205 5	1.169	2.039 957	1.155
1.624 269	81.0	1.280	0.065 0	1.321	3.412 086	1.943	0.307 9	1.183	1.657 065	1.837	0.218 3	1.157	1.989 552	1.145
1.589 016	79.3	1.277	0.068 9	1.317	3.320 862	1.928	0.326 7	1.165	1.620 638	1.817	0.231 7	1.145	1.941 830	1.135
1.555 724	77.6	1.274	0.072 8	1.313	3.234 050	1.912	0.346 2	1.148	1.586 220	1.795	0.245 6	1.132	1.896 591	1.124
1.524 253	76.0	1.270	0.077 0	1.308	3.151 325	1.895	0.366 6	1.130	1.553 668	1.773	0.260 1	1.119	1.853 653	1.113
1.494 477	74.3	1.267	0.081 2	1.304	3.072 388	1.879	0.387 9	1.112	1.522 851	1.751	0.275 3	1.105	1.812 855	1.102
1.466 279	72.8	1.263	0.085 7	1.300	2.996 969	1.862	0.410 4	1.093	1.493 651	1.728	0.291 1	1.092	1.774 048	1.090
1.439 557	71.2	1.259	0.090 3	1.295	2.924 824	1.844	0.433 2	1.074	1.465 961	1.705	0.307 6	1.077	1.737 098	1.078
1.414 214	69.7	1.255	0.095 0	1.290	2.855 727	1.826	0.457 5	1.055	1.439 683	1.682	0.324 8	1.063	1.701 881	1.066
1.390 164	68.2	1.251	0.100 0	1.285	2.789 476	1.808	0.482 8	1.035	1.414 728	1.657	0.342 8	1.048	1.668 286	1.053
1.367 327	66.7	1.247	0.105 1	1.280	2.725 881	1.789	0.509 3	1.015	1.391 016	1.633	0.361 7	1.033	1.636 211	1.040
1.345 633	65.2	1.243	0.110 5	1.275	2.664 770	1.770	0.537 0	0.994 4	1.368 471	1.608	0.381 4	1.017	1.605 563	1.027
1.325 013	63.7	1.238	0.116 0	1.269	2.605 984	1.751	0.566 1	0.973 6	1.347 026	1.583	0.402 0	1.001	1.576 255	1.013
1.305 407	62.3	1.234	0.121 7	1.264	2.549 377	1.731	0.596 5	0.952 5	1.326 618	1.557	0.423 5	0.9850	1.548 208	0.999 2
1.286 760	60.9	1.229	0.127 7	1.258	2.494 813	1.711	0.628 6	0.931 0	1.307 190	1.531	0.446 2	0.9684	1.521 349	0.984 8
1.269 018	59.5	1.224	0.133 9	1.252	2.442 167	1.690	0.662 2	0.909 3	1.288 687	1.504	0.469 9	0.9514	1.495 612	0.969 9
1.252 136	58.1	1.219	0.140 4	1.246	2.391 323	1.669	0.697 7	0.887 2	1.271 063	1.477	0.494 8	0.9340	1.470 934	0.954 7
1.236 068	56.8	1.213	0.147 1	1.239	2.342 170	1.648	0.735 1	0.864 8	1.254 270	1.450	0.521 1	0.9163	1.447 259	0.939 1
1.220 775	55.4	1.208	0.154 1	1.232	2.294 610	1.626	0.774 5	0.842 0	1.238 269	1.422	0.548 7	0.8981	1.424 533	0.923 0
1.206 218	54.1	1.202	0.161 4	1.225	2.248 546	1.604	0.816 3	0.819 0	1.223 020	1.394	0.577 8	0.8796	1.402 707	0.906 5
1.192 363	52.7	1.196	0.169 0	1.218	2.203 891	1.581	0.860 5	0.795 7	1.208 487	1.365	0.608 5	0.8607	1.381 735	0.889 6
1.179 178	51.4	1.190	0.177 0	1.211	2.160 560	1.558	0.907 5	0.772 1	1.194 638	1.336	0.641 1	0.8414	1.361 575	0.872 2
1.166 633	50.1	1.183	0.185 3	1.203	2.118 476	1.535	0.957 6	0.748 2	1.181 422	1.307	0.675 5	0.8217	1.342 188	0.854 3
1.154 701	48.8	1.177	0.193 9	1.195	2.077 565	1.511	1.011	0.724 0	1.168 869	1.278	0.712 1	0.8016	1.323 537	0.836 0



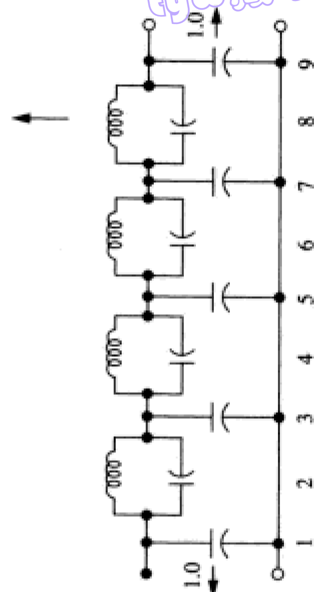
Ω_s	A_s(dB)	L_1	L_2	C_2	Ω_2	L_3	L_4	C_4	Ω_4	L_5	L_6	C_6	Ω_6	L_7
1.143 354	47.5	1.170	0.203 0	1.186	2.037 756	1.487	1.068	0.699 5	1.156 895	1.248	0.751 0	0.781 1	1.305 587	0.817 1
1.132 570	46.2	1.163	0.212 5	1.177	1.998 983	1.463	1.129	0.674 8	1.145 494	1.218	0.792 5	0.760 2	1.288 307	0.797 6
1.122 326	44.9	1.155	0.222 5	1.168	1.961 181	1.438	1.195	0.649 8	1.134 644	1.188	0.836 9	0.738 9	1.271 668	0.777 6
1.112 602	43.7	1.147	0.233 1	1.159	1.924 292	1.412	1.267	0.624 5	1.124 323	1.157	0.884 5	0.717 1	1.255 641	0.757 0
1.103 378	42.4	1.139	0.244 1	1.149	1.888 255	1.386	1.344	0.599 0	1.114 512	1.126	0.935 7	0.694 9	1.240 200	0.735 7
1.094 636	41.1	1.130	0.255 9	1.138	1.853 014	1.360	1.428	0.573 2	1.105 192	1.095	0.990 9	0.672 2	1.225 322	0.713 8
1.086 360	39.8	1.121	0.268 2	1.127	1.818 515	1.333	1.520	0.547 2	1.096 346	1.064	1.051	0.649 0	1.210 984	0.691 1
1.078 535	38.5	1.112	0.281 4	1.116	1.784 703	1.306	1.622	0.520 9	1.087 959	1.032	1.116	0.625 4	1.197 165	0.667 6
1.071 145	37.2	1.101	0.295 3	1.104	1.751 526	1.278	1.734	0.494 5	1.080 016	1.001	1.187	0.601 3	1.183 845	0.643 3
1.064 178	35.9	1.091	0.310 2	1.091	1.718 931	1.250	1.859	0.467 8	1.072 504	0.968 9	1.265	0.576 7	1.171 007	0.618 1
1.057 621	34.6	1.080	0.326 2	1.077	1.686 865	1.221	1.998	0.440 9	1.065 409	0.937 1	1.351	0.551 6	1.158 633	0.592 0
1.051 462	33.3	1.068	0.343 3	1.063	1.655 277	1.192	2.156	0.413 8	1.058 721	0.905 1	1.446	0.525 9	1.146 708	0.564 7
1.045 692	32.0	1.055	0.361 8	1.048	1.624 111	1.162	2.336	0.386 5	1.052 428	0.873 1	1.553	0.499 7	1.135 217	0.536 3
1.040 299	30.7	1.042	0.381 8	1.032	1.593 311	1.131	2.543	0.359 1	1.046 522	0.841 2	1.673	0.472 9	1.124 147	0.506 6
1.035 276	29.3	1.028	0.403 7	1.014	1.562 818	1.100	2.784	0.331 5	1.040 993	0.809 3	1.810	0.445 5	1.113 485	0.475 4
1.030 614	27.9	1.013	0.427 8	0.995 3	1.532 371	1.069	3.068	0.303 8	1.035 833	0.777 6	1.968	0.417 5	1.103 221	0.442 6
1.026 304	26.5	0.996 0	0.454 4	0.974 9	1.502 499	1.036	3.408	0.276 0	1.031 035	0.746 0	2.151	0.388 8	1.093 345	0.407 9
1.022 341	25.1	0.978 2	0.484 1	0.952 7	1.472 529	1.004	3.822	0.248 3	1.026 592	0.714 8	2.368	0.359 5	1.093 849	0.371 0
1.018 717	23.6	0.958 8	0.517 7	0.928 2	1.442 574	0.969 9	4.337	0.220 5	1.022 499	0.684 1	2.628	0.329 5	1.074 724	0.331 6
1.015 427	22.1	0.937 6	0.556 2	0.901 1	1.412 537	0.935 6	4.994	0.192 9	1.018 751	0.654 0	2.946	0.298 7	1.065 966	0.289 2
1.012 465	20.6	0.914 2	0.601 1	0.870 7	1.382 299	0.900 6	5.858	0.165 6	1.015 345	0.624 8	3.346	0.267 2	1.057 569	0.243 1
1.009 828	18.9	0.888 1	0.654 5	0.836 3	1.351 718	0.864 8	7.036	0.138 7	1.012 276	0.596 8	3.863	0.235 0	1.049 533	0.192 6
1.007 510	17.3	0.858 7	0.719 7	0.796 7	1.320 610	0.828 3	8.723	0.112 5	1.009 543	0.570 6	4.559	0.202 1	1.041 856	0.136 3
1.005 508	15.5	0.825 2	0.802 3	0.750 4	1.288 733	0.791 1	11.29	0.087 3	1.007 145	0.547 0	5.545	0.168 5	1.034 542	0.072 5
1.003 820	13.6	0.786 3	0.912 1	0.695 3	1.255 747	0.753 3	15.55	0.063 6	1.005 081	0.527 5	7.042	0.134 5	1.027 600	−0.001 6

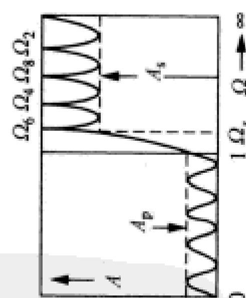
九极点

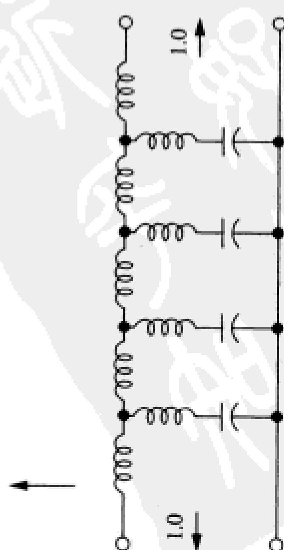
表 A10-10 Ap=0.18dB

Ω_s	A_s(dB)	C_1	C_2	L_2	Ω_2	C_3	C_4	L_4	Ω_4	C_5	C_6
1.701 302	116.1	1.318	0.033 4	1.367	4.543 863	2.067	0.207 8	1.310	1.916 432	1.934	0.270 3
1.661 640	113.8	1.316	0.037 6	1.365	4.414 407	2.055	0.220 7	1.297	1.869 139	1.912	0.287 3
1.624 269	111.5	1.315	0.039 9	1.362	2.291 507	2.043	0.234 1	1.283	1.824 497	1.889	0.305 0
1.580 016	109.3	1.313	0.042 2	1.360	4.174 652	2.030	0.248 1	1.269	1.782 266	1.866	0.323 4
1.555 724	107.2	1.310	0.044 6	1.357	4.063 382	2.017	0.262 6	1.254	1.742 285	1.842	0.342 6
1.524 253	105.1	1.308	0.047 1	1.355	3.957 281	2.004	0.277 7	1.240	1.704 392	1.817	0.362 6
1.494 477	103.0	1.306	0.049 8	1.352	3.855 969	1.991	0.293 4	1.224	1.668 439	1.792	0.383 4
1.466 279	100.9	1.304	0.052 5	1.349	3.759 105	1.977	0.309 7	1.209	1.634 294	1.767	0.405 2
1.439 557	98.9	1.301	0.055 3	1.346	3.666 376	1.963	0.326 7	1.193	1.601 835	1.741	0.427 8
1.414 214	97.0	1.299	0.058 2	1.343	3.577 497	1.948	0.344 4	1.177	1.570 952	1.714	0.451 5
1.390 164	93.0	1.296	0.061 2	1.340	3.492 207	1.934	0.362 8	1.160	1.541 544	1.687	0.476 2
1.367 327	93.1	1.294	0.064 3	1.336	3.410 268	1.98	0.382 0	1.143	1.513 520	1.659	0.502 0
1.345 633	91.2	1.291	0.067 6	1.333	3.331 459	1.903	0.401 9	1.126	1.486 796	1.631	0.528 9
1.325 013	89.3	1.288	0.071 0	1.329	3.255 578	1.887	0.422 7	1.108	1.461 293	1.603	0.557 1
1.305 407	87.5	1.285	0.074 5	1.326	3.182 438	1.871	0.444 4	1.090	1.436 942	1.574	0.586 7
1.286 760	85.7	1.282	0.078 1	1.322	3.111 863	1.854	0.467 1	1.071	1.413 677	1.544	0.617 6
1.269 018	83.9	1.279	0.081 0	1.318	3.043 699	1.837	0.490 8	1.032	1.391 438	1.514	0.650 1
1.252 136	82.1	1.275	0.085 8	1.314	2.977 790	1.820	0.515 5	1.033	1.370 170	1.484	0.684 3
1.236 068	80.4	1.272	0.089 9	1.310	2.914 000	1.802	0.541 4	1.014	1.349 821	1.453	0.720 2
1.220 775	78.6	1.268	0.094 2	1.305	2.852 198	1.784	0.568 5	0.093 9	1.330 344	1.421	0.758 0
1.206 218	76.9	1.265	0.098 6	1.301	2.792 263	1.765	0.596 9	0.973 7	1.311 695	1.389	0.797 9
1.102 363	75.2	1.261	0.103 2	1.296	2.734 079	1.746	0.626 8	0.953 1	1.293 834	1.357	0.840 1
1.179 178	73.5	1.257	0.108 0	1.291	2.677 540	1.726	0.658 2	0.932 1	1.276 723	1.324	0.884 7
1.166 633	71.8	1.253	0.113 1	1.286	2.622 544	1.707	0.691 2	0.910 8	1.260 327	1.291	0.932 1
1.154 701	70.1	1.248	0.118 3	1.281	2.568 993	1.686	0.726 1	0.889 1	1.244 613	1.257	0.982 5
1.143 354	68.5	1.244	0.123 8	1.275	2.516 797	1.666	0.762 9	0.867 0	1.229 551	1.223	1.036
1.132 570	66.8	1.239	0.129 6	1.269	2.265 867	1.644	0.801 9	0.844 6	1.215 114	1.189	1.093
1.122 326	65.2	1.234	0.135 6	1.263	2.416 121	1.623	0.843 3	0.821 7	1.201 275	1.154	1.155
1.112 602	63.5	1.229	0.142 0	1.257	2.367 476	1.600	0.887 3	0.798 5	1.188 009	1.119	1.221
1.103 378	61.9	1.223	0.148 7	1.250	2.319 854	1.578	0.934 2	0.774 9	1.175 295	1.083	1.292
1.094 636	60.2	1.217	0.155 7	1.243	2.273 180	1.554	0.984 4	0.750 9	1.163 112	1.047	1.369
1.086 360	58.6	1.211	0.163 1	1.236	2.227 378	1.531	1.038	0.726 5	1.151 440	1.011	1.453
1.078 535	56.9	1.205	0.171 0	1.228	2.182 375	1.506	1.096	0.701 7	1.140 260	0.973 8	1.544
1.071 145	55.2	1.198	0.170 3	1.220	2.138 097	1.481	1.159	0.676 4	1.129 558	0.936 7	1.644
1.064 178	53.6	1.101	0.188 2	1.211	2.094 470	1.455	1.227	0.650 7	1.119 316	0.899 2	1.754
1.057 621	51.9	1.184	0.197 7	1.202	2.051 420	1.429	1.301	0.624 5	1.109 521	0.861 4	1.876
1.051 462	50.2	1.176	0.207 8	1.192	2.008 869	1.401	1.382	0.597 9	1.100 160	0.823 3	2.013
1.045 692	48.5	1.167	0.218 7	1.182	1.966 738	1.373	1.471	0.570 8	1.091 222	0.784 9	2.166
1.040 209	40.8	1.158	0.230 5	1.171	1.924 942	1.344	1.571	0.543 2	1.082 095	0.746 3	2.339
1.035 276	40.1	1.148	0.243 3	1.159	1.883 393	1.314	1.082	0.516 0	1.074 570	0.707 3	2.538
1.030 614	43.3	1.137	0.257 2	1.140	1.841 992	1.283	1.807	0.486 2	1.066 839	0.668 1	2.768
1.026 304	41.5	1.126	0.272 4	1.132	1.800 631	1.251	1.950	0.456 9	1.059 494	0.628 7	3.036
1.022 341	39.6	1.113	0.280 3	1.117	1.750 188	1.218	2.115	0.426 8	1.052 530	0.589 1	3.355
1.018 717	37.7	1.099	0.308 1	1.100	1.717 524	1.183	2.308	0.396 1	1.045 943	0.549 3	3.741
1.015 427	35.8	1.084	0.320 2	1.082	1.675 471	1.140	2.538	0.364 5	1.039 728	0.509 4	4.216
1.012 465	33.8	1.067	0.353 4	1.061	1.632 828	1.108	2.817	0.332 1	1.033 885	0.469 3	4.817
1.009 828	31.7	1.047	0.381 4	1.038	1.589 344	1.067	3.166	0.298 6	1.028 414	0.429 3	5.599
1.007 510	29.5	1.025	0.414 5	1.011	1.544 692	1.024	3.616	0.264 1	1.023 319	0.389 4	6.660
1.005 508	27.1	0.9995	0.454 8	0.979 4	1.498 431	0.978 2	4.223	0.228 2	1.018 605	0.349 6	8.173
1.003 820	24.6	0.9688	0.505 4	0.941 1	1.449 932	0.928 4	5.093	0.190 9	1.014 284	0.310 3	10.50
Ω_s	A_s(dB)	L_1	L_2	C_2	Ω_2	L_3	L_4	C_4	Ω_4	L_5	L_6

L_6	Ω_6	C_7	C_8	L_8	Ω_8	C_9
1.247	1.722 434	1.949	0.127 3	1.263	2.494 683	1.233
1.230	1.682 023	1.931	0.135 2	1.254	2.428 228	1.226
1.213	1.643 916	1.912	0.143 5	1.246	2.365 290	1.219
1.196	1.607 957	1.893	0.152 1	1.237	2.305 598	1.212
1.178	1.573 989	1.874	0.161 0	1.228	2.248 907	1.204
1.160	1.541 869	1.854	0.170 3	1.219	2.194 997	1.197
1.142	1.511 468	1.834	0.180 0	1.209	2.143 669	1.189
1.123	1.482 668	1.813	0.190 1	1.199	2.094 742	1.180
1.104	1.455 364	1.792	0.200 5	1.180	2.048 051	1.172
1.084	1.429 460	1.770	0.211 4	1.178	2.003 447	1.163
1.064	1.404 867	1.748	0.222 8	1.168	1.960 793	1.154
1.044	1.381 504	1.725	0.234 6	1.157	1.919 963	1.145
1.023	1.350 299	1.702	0.246 8	1.145	1.880 842	1.135
1.002	1.338 183	1.679	0.259 6	1.134	1.843 326	1.126
0.981 1	1.318 096	1.655	0.273 0	1.121	1.807 315	1.116
0.959 3	1.298 979	1.631	0.286 9	1.109	1.772 722	1.105
0.937 7	1.280 780	1.606	0.301 4	1.096	1.730 462	1.094
0.915 5	1.263 432	1.581	0.316 9	1.083	1.707 460	1.083
0.893 0	1.246 949	1.555	0.332 4	1.070	1.676 644	1.072
0.870 3	1.231 230	1.529	0.349 0	1.056	1.646 949	1.060
0.847 2	1.216 257	1.502	0.366 4	1.042	1.618 313	1.048
0.823 9	1.201 995	1.476	0.384 6	1.028	1.590 678	1.036
0.800 3	1.188 411	1.448	0.403 7	1.013	1.563 993	1.023
0.776 4	1.175 475	1.420	0.423 8	0.997 4	1.538 206	1.010
0.752 3	1.163 158	1.392	0.444 9	0.981 6	1.513 271	0.995 9
0.727 9	1.151 435	1.363	0.467 1	0.965 4	1.489 144	0.981 7
0.703 3	1.140 280	1.334	0.490 6	0.948 7	1.465 786	0.967 1
0.678 5	1.129 672	1.305	0.515 5	0.931 5	1.443 156	0.952 0
0.653 4	1.119 590	1.275	0.541 8	0.913 8	1.421 219	0.936 4
0.628 1	1.110 013	1.244	0.569 8	0.895 6	1.399 940	0.920 2
0.602 6	1.100 924	1.213	0.599 3	0.876 8	1.379 288	0.903 4
0.576 9	1.092 306	1.182	0.631 3	0.857 4	1.359 230	0.886 0
0.551 0	1.084 144	1.150	0.665 3	0.837 4	1.339 739	0.867 9
0.525 0	1.076 422	1.118	0.701 9	0.816 7	1.320 787	0.849 1
0.498 7	1.069 128	1.085	0.741 3	0.795 3	1.302 346	0.829 4
0.472 3	1.062 248	1.052	0.784 0	0.773 2	1.284 392	0.808 9
0.445 7	1.055 772	1.018	0.830 4	0.750 3	1.266 900	0.787 5
0.419 0	1.040 680	0.984 1	0.881 2	0.720 5	1.240 847	0.765 0
0.392 2	1.043 989	0.949 4	0.937 0	0.701 7	1.233 209	0.741 4
0.365 2	1.038 663	0.914 1	0.998 8	0.070 0	1.216 966	0.716 5
0.338 1	1.033 703	0.878 2	1.068	0.649 1	1.201 093	0.690 2
0.311 0	1.020 101	0.841 8	1.146	0.621 1	1.185 571	0.662 2
0.283 8	1.024 852	0.804 8	1.234	0.591 7	1.170 376	0.632 3
0.256 1	1.020 948	0.766 9	1.336	0.560 7	1.155 487	0.600 4
0.229 1	1.017 385	0.728 6	1.455	0.528 1	1.140 881	0.565 8
0.201 9	1.014 158	0.689 5	1.597	0.493 5	1.126 534	0.528 1
0.174 6	1.011 261	0.649 7	1.770	0.456 7	1.112 418	0.486 8
0.147 6	1.008 700	0.609 0	1.986	0.417 2	1.098 505	0.440 7
0.120 8	1.006 464	0.567 6	2.268	0.374 7	1.084 760	0.388 6
0.094 4	1.004 554	0.525 3	2.655	0.328 3	1.071 141	0.328 1
C_6	Ω_6	L_7	L_8	C_8	Ω_8	L_9







附录 11　屏　　蔽

下面关于屏蔽的资料是承蒙 Laird 技术有限公司（Laird Technologies Ltd.）的允许从他们的 *Materials Design Manual* 中复制而得。

控制电磁兼容的需求

不实现电磁兼容（EMC）的后果小到可能对正常工作造成严重破坏，大到对健康与安全造成危险。通过电子手段处理信息的安全性有重大的商业和军事影响，经常用 TEMPEST（扰动）这个词来表述。携带信息的电信号通过辐射或传导可能从处理设备泄漏，被灵敏的接收设备截获。

汽车的电子设备可以扩展到引擎管理和刹车防滑系统。当汽车受到来自车载或附近的无线电发射台正常射频信号的干扰时，可能导致电子设备失灵，这显然是个安全隐患。

暴露在核设备附近的最终结果是在高频段产生无线电能量的急剧爆发。在同等距离的情况下超过了热爆炸可能带来的危害会导致电子设备临时的故障或者永久性的损坏，这就是 EMP（电磁脉冲）。

大多数国家都认为有必要控制电磁兼容，并且有内部的 EMC 规范，在国内及电子设备进口时必须遵循。这些规范主要控制设备发射电磁能量的级别，不久后规范将控制民用设备对外部电磁能量的敏感度。军用的 EMC 标准一直包含了发射和敏感性两方面的指标。

电磁兼容问题的根源和内容

所有电气或电子设备的工作都包括电压或电流间断或连续的改变，这种变化有时是快速的。这会导致在离散频点或整个频段内产生电磁能量。总的来说，电路会把能量辐射到周围空间中，同时也会将能量传导进入导线，显现为外部的能量、信号或者控制线。

258

图 A11-1 显示了外围屏蔽罩在限制无用辐射耦合到受害设备方面的作用，也显示了受害设备如何能够在外部的射频（RF）场中得到保护。

这里没有提到通过电缆屏蔽和滤波器限制传导干扰的具体细节。这些信息可以从有关线滤波器、电缆屏蔽和屏蔽、滤波连接器的专业手册中得到。在适当的地方，注意力应集中在结合所有的 EMC 测量手段以确保达到设计要求。例如，在考虑屏蔽电缆或滤波器的输出端穿过屏蔽外壳时，需要十分注意在外壳和连接体或滤波器之间引入低阻抗的导电连接。

电磁波遇到金属障碍物

图 A11-2 显示在一般的条件下，当电磁波遇到金属障碍物时将发生的情况。

入射波有电场和磁场两个成分，它们相互垂直并且垂直于传播方向。两个场的相对强度在后面会详细讲述。只考虑电场，当遇到障碍物时电场强度为 Ei，一部分能量会被反射回来，强度为 Er，另一部分能量能进入障碍物，初始强度为 Eit。

259

进入障碍物的能量在障碍物内传播时会被吸收一部分，当它到达第二个分界面时强度为 E_2i，能量被再一次地分成反射分量 E_2r 和透射分量 Eo。电场屏蔽效能定义为 20lgEi/Eo（单位为分贝）。

使用分贝为单位是为了便于处理变化范围很大的数值。一个适中的屏蔽能使透入的场减小为原入射场的十分之一，例如屏蔽的效能为 20dB。另一方面，严格的应用则可能需要减少到十万分之一，即屏蔽的效能达到 100dB。

入射磁场如同电场一样，在遇到屏蔽物的前后两个面时也会发生反射和吸收现象，但通常相对数值不同。

我们能很方便地定义屏蔽效能为三个参量的总和，每个用分贝为单位，这可以进一步了解这些参数的实际值，如图 A11-3 所示。

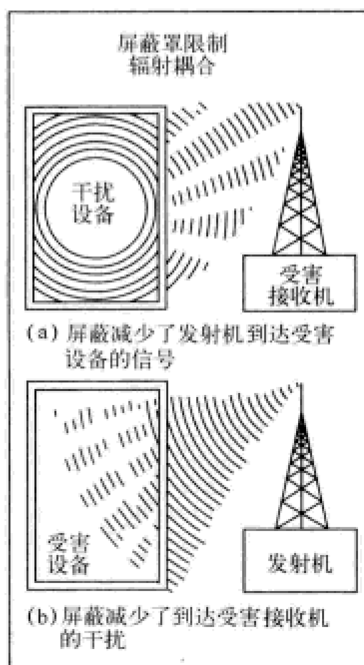


图 A11-1

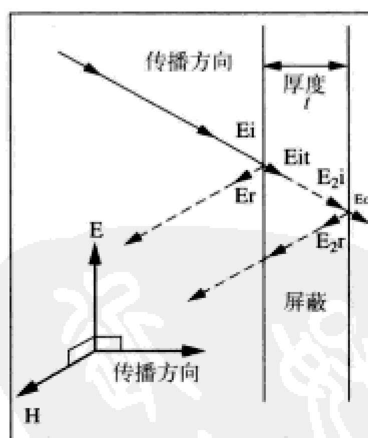


图 A11-2

	dB	减少的百分比
S=屏蔽效能（dB）		
A=吸收损耗（dB）	0	0
R=反射损耗（dB）	20	90
B=校正因子（用于薄屏蔽物的多次反射）（dB）	40	99
	60	99.9
S=A+R+B	80	99.99
	100	99.999 等

图 A11-3

吸收损耗

图 A11-4 表明吸收损耗与屏蔽物的厚度、频率以及屏蔽物相对于铜的电导率、磁导率有

关。下表列出了典型材料的值。

$A = 0.1315 \cdot t\sqrt{f \cdot \sigma \cdot \mu}$　(dB)

t=屏蔽物厚度（mm）

f=频率（Hz）

σ=相对铜的电导率

μ=相对铜的磁导率

注意：屏蔽物厚度以英寸为单位时用常数 3.34 替代常数 0.1315

材料	σ	μ
铜	1.00	1
铝	0.61	1
黄铜	0.61	1
锡	0.15	1
钢（SAE1045）	0.10	1000
蒙乃尔铜-镍合金	0.04	1
不锈钢	0.02	500
化学镀镍	0.02	1

图　A11-4

图 A11-5 表示两种典型屏蔽材料铜和钢的吸收损耗随频率的变化。两种材料的厚度分别是 5mm 和 0.5mm。

反射损耗（平面波）

反射损耗随入射波阻抗与屏蔽材料阻抗比值的增加而增加。对于平面波而言，在距离源超过约六分之一波长的区域，波阻抗是约 377Ω 的常数。屏蔽材料的阻抗与频率乘以磁导率除以电导率的平方根成正比。良导体和非铁磁物质的屏蔽阻抗低，因此会导致高的反射损耗。图 A11-6 表明了反射损耗的典型值。

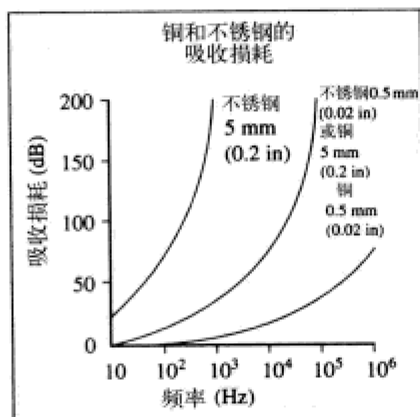


图　A11-5

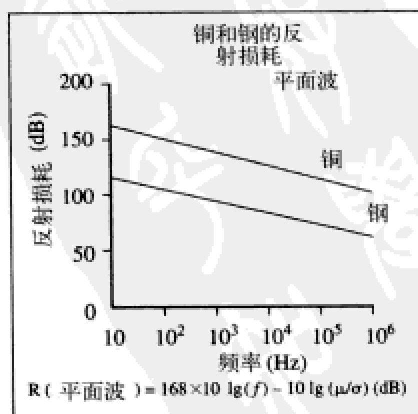


图　A11-6

平面波的吸收和反射损耗

图 A11-7 描述了在远场波前为平面，波阻抗为常数 377Ω 时，厚度为 0.5mm 的铜屏蔽物

的总屏蔽效能。低频段差的吸收损耗被高的反射损耗所补偿。因为反射损耗很大，多次反射校正因子 B 对于电场是通常被忽略的，这一点将在后面考虑。

近场反射损耗

近场的波阻抗依赖于波源的性质以及与波源的距离。图 A11-8 显示了源为杆或直线天线，波阻抗略高于源的阻抗。波阻抗随着与源的距离增加而下降，最后达到平面波的波阻抗 377Ω。相反，如果源是一个小金属环，主要激励磁场，且波阻抗在接近源处低。阻抗随着与源的距离增加而上升，在与源的距离大约为六分之一波长时阻抗基本达到自由空间阻抗的水平。

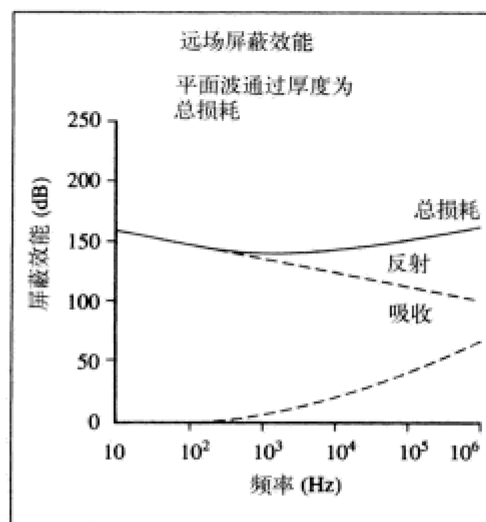


图 A11-7

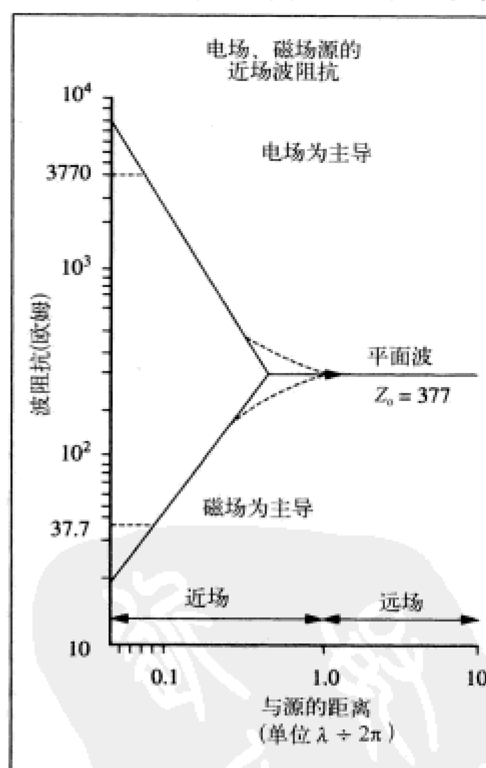


图 A11-8

电磁干扰（EMI）外壳的设计不仅仅要考虑材料对电磁波的衰减，还要考虑其他因素，如现有材料的兼容性、物理强度及抗腐蚀能力等。这里讨论了 RFI Shielding 有限公司所采用材料的性质，考虑这些因素有助于选择最适合的材料。结尾部分会提供比较表格。

反射损耗随波与屏蔽物阻抗比例的变化而变化，表明反射损耗依赖于来波的类型和屏蔽物距离源的远近。对于小的屏蔽设备，通常工作在近场区域，并且要处理更复杂的情况。图 A11-9 表明了相关的公式。

计算校正因子 *B* 的过程也如图 A11-9 所示，这是一般情况下，只计算近场磁场，而且只是吸收损耗小于 10dB 的情况。在障碍物内部分界面上再次反射，没有更多的吸收，其结果是更多的能量通过屏蔽物的第二表面，校正因子为负表明减少了屏蔽效能。

近场反射损耗

R（电场）= 321.8−20lg(r)−30lg(f)−10lg(μ/σ)（dB）

R（磁场）= 14.6+20lg(r)+10lg(f)+10lg(σ/μ)（dB）

r = 源到屏蔽物的距离（m）

F = 频率（Hz）

μ = 相对铜的磁导率

σ = 相对铜的电导率

校正因子 B

B = 20.lg(1−exp(−2t/δ))　（dB）

T = 屏蔽物的厚度（mm）

δ = 趋肤深度

= 0.102÷｜$\sqrt{f.\mu.\sigma}$｜（mm）

当(t/δ)时 = 0.1，B =−15dB

= 0.5，B =−4 dB

= 1.0，B =−1 dB

图　A11-9

图 A11-10 说明铜屏蔽物的反射损耗在近场随频率和距离的变化而变化。在近场区域，屏蔽物越接近源，电场的反射损耗越高。对于磁场则正好相反。

262 ~ 263

电子设计工程师能根据干扰源所发出信号的频率范围、相对于屏蔽物的位置及要达到的屏蔽效能来指定他的屏蔽要求。

机械设计工程师之后便可以开始选择屏蔽机壳的材料，并计算屏蔽的效能。

屏蔽材料

要在低频时保证高的屏蔽效能需要采用高磁导率的材料。它们的磁导率会随频率升高而减少，如果入射磁场很强它也会减少。此外，为了构成屏蔽壳要求的外形会进行机械加工，也会减少它的磁导率。综上所述，为达到屏蔽的目的去开发高磁导率的材料是一项艰巨的任务，因此在这个领域应求助于特别的供应商。

另一方面，在更高的频率下，使用厚度适中、价格便宜的金属材料更可行。图 A11-11 中列出了一些典型的屏蔽材料。视屏蔽效能的具体要求（这一点无论怎么强调也不为过），区分用于电屏蔽的材料和提供物理支撑并确定屏蔽外壳机械完整性的材料通常能节约成本。

例如考虑用一个塑料盒对封闭的电子电路提供机械的外围保护。对这个盒子进行一系列的处理，变成易弯曲的薄板、化学电镀、导电喷漆、金属箔带、电弧喷镀或真空涂层。这个盒子也可由导电的塑料制成。

大的外壳常常是在木板表面用钢材或在一个结构框架上焊上钢板。

屏蔽材料作为仪表板接口、连接器和窗口时，要依据有效连接的能力进行选择。避免严重的电偶腐蚀，抵御外部环境固有的包括机械冲击和振动的能力。要实现上述要求的性能，在计算成本时所有这些因素都必须考虑到。

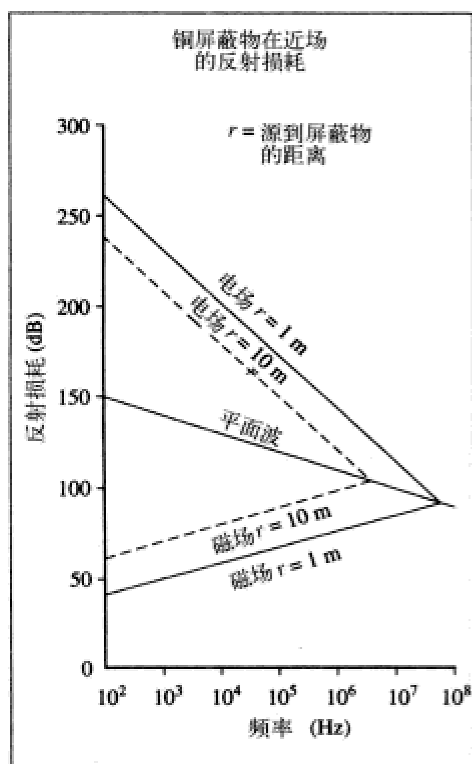


图　A11-10

264

屏蔽壳的完整性

采用厚度适当的金属屏蔽物通常能获得良好的屏蔽效能，但需要假定屏蔽物是连续、灵敏的、没有孔和缝。在实际中，很少能够构造这种屏蔽物。屏蔽物只可能是板状的，且必须由这些面板连接而成。因为需要穿过屏蔽物去调整某个元件，这种结构是必需的。

因为接缝，任何减少屏蔽物有效导电性能将降低屏蔽的效能，任何孔和缝都可以看作天线让射频能量进出。图 A11-12 列举了一些原因，表明为什么屏蔽物有接缝和孔。

现在简单地来考虑电磁波通过金属缝和孔的衰减。

屏蔽材料
金属薄板
带粘合剂的金属箔片和带
易弯曲的基板
导电喷漆
电弧喷镀（如锌）
真空涂层
无电电镀（又称化学电镀）

图　A11-11

屏蔽外壳中存在接缝或孔的原因
无缝结构不可实现
设备安装/维修需要前面板
紧急通行的门
通风开口需要
用于观看显示器和仪表的窗口
面板支撑组件，例如：
电源和信号引导的连接器
指标灯
按键　　　保险丝
开关　　　控制轴

图　A11-12

屏蔽物的槽和孔

考虑穿过屏蔽物的槽和孔的影响时，可以把它看作电磁能量通过波导的情况。如果电磁能量的波长相对波导的横向尺寸太长，几乎没有能量能通过波导。波导被认为是工作在截止状态。

图 A11-13 给出了圆波导和矩形波导截止频率的计算公式。也给出了工作频率远低于截止频率时屏蔽效能的计算公式。注意在低于截止频率时衰减程度只取决于长度与直径的比值，当长度与直径的比值为3时，可以得到100dB的衰减。只要知道在什么地方开孔，就能探测厚的屏蔽物上开小孔对波导性质的影响。 通常对于屏蔽来说，得到好的长度/直径比的方法是粘合一个合适尺寸的小金属管。

商业应用中常会遇到打孔的组件，如用于观察和面板通风，要求必须要有好的屏蔽效能，这个理论以及将其延伸到多个孔，形成了设计基础。

265

接缝及伸缩缝

对于薄板之间的接缝，由于将来不要求分开，焊接、铜焊或锡焊是首要的选择。被连接的金属面必须清洁，使接缝处完全充满导电金属。

在这里用螺丝或铆钉不太令人满意，因为紧固件之间的连接处很难长期保持低阻抗。

对于不是永久不变的接缝，连接不规则的面必须用导电衬垫。还应该考虑频率和外界环境，让他们在设备的寿命期能打开和关闭。一种分类定义了A类、B类、C接缝。A类只是维护和修理才能打开。在B类接缝中交接表面和衬垫的相对位置总是相同的，例如铰链的盖子和门。C类接缝中交接表面和衬垫的相对位置可以改变，例如对称盖板。

许多衬垫材料广泛地用于商业中。它们包括指簧、有橡胶芯或无橡胶芯编织的丝网、扩展的金属和在橡胶或导电橡胶中的导线。大多数供应商提供采用各种衬垫所能达到的屏蔽效能估计值。根据用途不同，衬垫有不同的形状。选择衬垫取决于很多因素，其中最重要的在图 A11-14 中列出来了。

波导的截止频率（f_c）

圆波导，f_c=175.26/d GHz（6.9/d in.）

d=波导直径（mm）

矩形波导，f_c= 149.86/a GHz（5.9/a in.）

a=波导横截面的最长边尺寸（mm）

波导的屏蔽效能

工作频率低于截止频率

S（圆波导）=32t/d （dB）

S（矩形波导）=27.2t/a （dB）

t=屏蔽物的厚度

图 A11-13

决定衬垫选择的一些因素

屏蔽效能

A类、B类或C类接缝

结合表面的不规则性

衬垫保持力

法兰设计

闭合压力

是否需要密封

耐腐蚀性

振动阻力

温度范围

能否承受电磁脉冲

成本

图 A11-14

附录 12　全球最小外部噪声电平

下面复制的图给出了在地面接收站点中，可能遇到的最小外部噪声电平。对接收机设计师来说，这些数据具有指导作用。因此一般来说，设计一个噪声比天线系统的有效噪声电平低很多的接收机没有多大意义。（唯一例外的是，由于一些特殊用途，必须采用一个低效率的天线，例如，用于地下掩体的地面天线。）

这些图覆盖了本书所涉及的无线电频率的所有范围，10kHz～1GHz 甚至更高。再版的报告则覆盖了 0.1～10 000Hz 和 1Hz～100GHz 的频率范围。

图 A12-1 和图 A12-2 是从报告 670（Mod F）"0.1Hz～100GHz 的全球最小外部噪声电平"复制而来，并从版权所有者国际电信联盟（ITU）处得到了授权。本篇和其他报告的副本及介绍可由以下地址得到：

International Telecommunication Union
General Secretariat, Sales and Marketing Service
Place des Nations，CH 1211 Geneva 20 Switzerland
电话：+41 22 730 61 41（英语）/+41 22 730 61 42（法语）
电报：421 000 uit ch / 传真：+41 22 730 51 94
X…400；S = Sales （销售）；P = itu；C — ch
电子邮件：Sales@itu.ch

附件 1：ITU-R 的建议和报告

ITU-R（国际电信联盟）的建议构成了一套标准，以前称为 CCIR（国际无线电咨询委员会）建议。它们是无线电通信科研团队的研究成果，如下所示。

- ❑ 利用无线电频率在陆地和空间进行无线电通信，包括使用卫星轨道。
- ❑ 无线电系统的特点和性能，不包括在公共网络中无线电系统的相互连接和国际电信联盟建议的相互连接要求的性能。
- ❑ 广播站的业务。
- ❑ 无线电通信方面的紧急情况和安全事项。

ITU-R 建议书根据所涵盖的学科领域不同分为若干系列，如表 A12-1 所示。

表　A12-1

系　列	学 科 领 域
BO*	卫星转播服务（声音和电视）
BR	声音和电视录制
BS*	广播服务（声音）
BT*	广播服务（电视）
F	定点通信业务
IS	内部服务共享与兼容性

(续)

系列	学科领域
M*	移动、无线电测定、业余无线电和相关的卫星业务
P*	传播
RA	射电天文学
S	卫星固定业务
SA	空间应用
SF	定点卫星业务和定点通信业务的频率共享
SM	频谱管理技术
SNG	卫星新闻采集
TF	时间信号和标准频率的发射
V	词汇及相关学科

*也包括 ITU-R 报告。

目前还有 594 ITU-R 建议生效。ITU-R 建议现正逐渐地公布在 TIES 上，并且通过订阅就可获得 ITU - R 建议书的在线服务。要获得更深进一步的资料，请与国际电信联盟的销售服务联系。

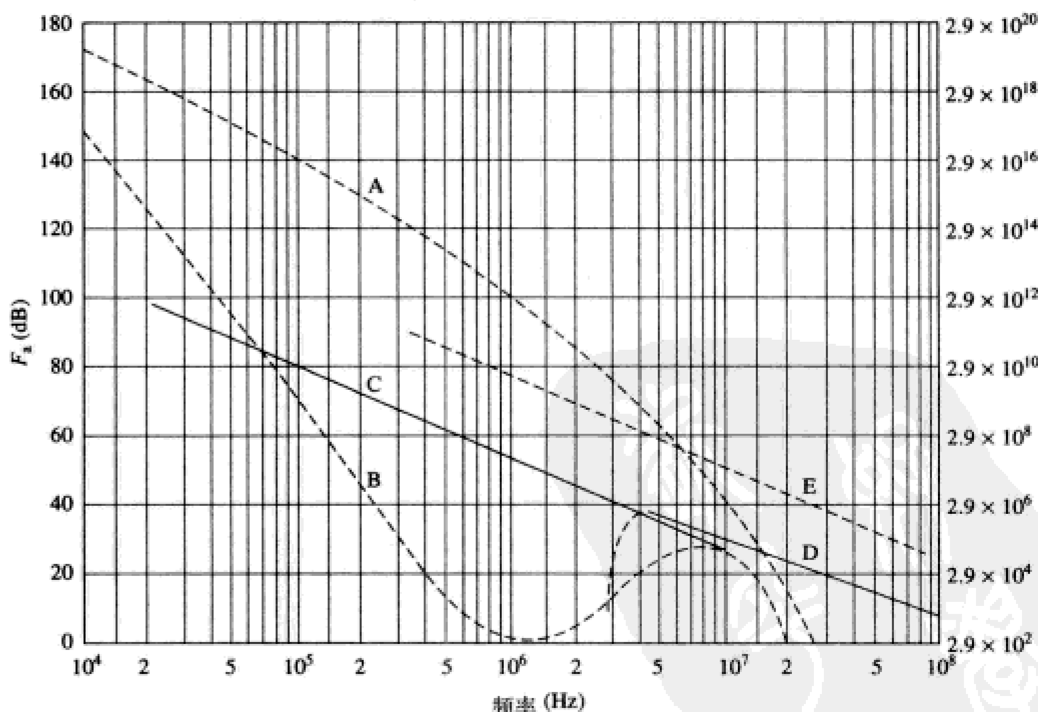


图 A12-1 噪声对频率（10kHz～10MHz）的变化曲线。这幅图覆盖的频率范围为 10^4～10^8Hz，即从 10kHz～100MHz 的频率范围。图中实线表示最低预计噪声，其他我们关注的噪声用虚线表示。对于大气噪声来说，最低预计值为出现时间超过 99.5%的值，最高预计值为出现时间超过 0.5%的值。绘制大气噪声的那些曲线，要将一天中的时段、季节、整个地球表面的情况这些因素都考虑进去。报告 322 中包含了更多准确的细节（地域和时间的变化）。人造噪声（安静的接收站点）就如在报告 322 中给出的那样，在世界范围内仔细选择安静站点进行测量。当然，在人造噪声以下的那些大气噪声没有测量，所表示的基本上是基于理论考虑而得出，同时还标示了中心商业区的人造噪声。A 数值表示超过出现时间 0.5%的大气噪声；B 数值表示超过出现时间的 99.5%的大气噪音；C 表示安静接收站点的人造噪声；D 表示银河系噪声；E 表示在最小的预计噪声电平下，中心商业区域的人造噪声

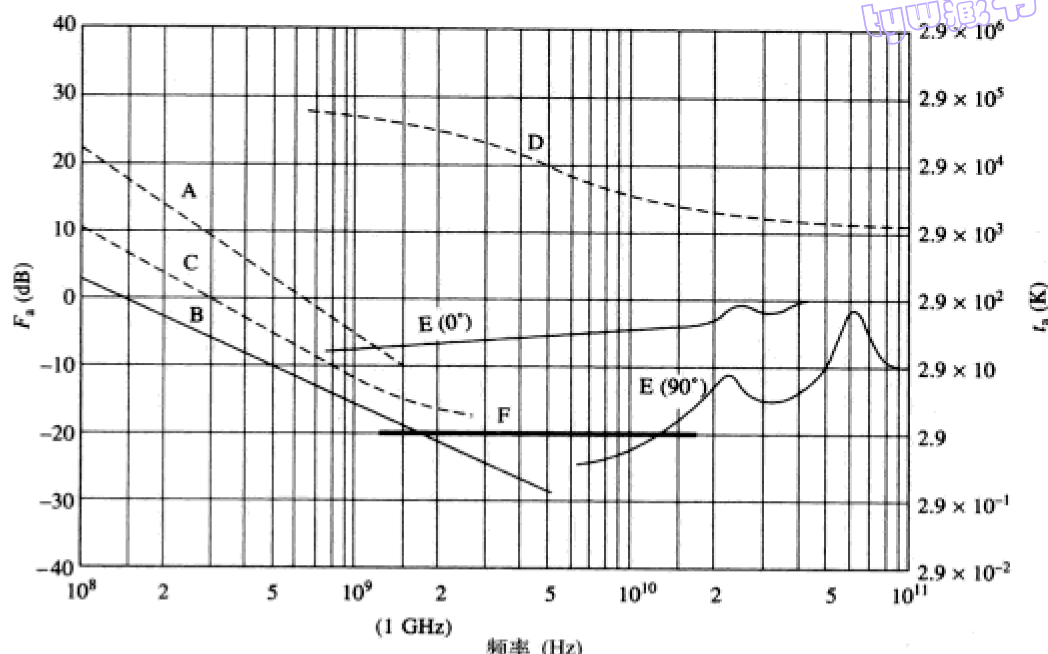


图 A12-2 噪声对频率（10^8～10^{11}Hz）的变化曲线，这幅图覆盖的频率范围为 10^8～10^{11}Hz（即从100MHz 到 100GHz 的频率范围）。图中实线表示最低预计噪声，我们关注的其他噪声用虚线表示。A 表示中心商业区域的人造噪声；B 表示极大噪声；C 表示银河系噪声（用无限窄的波束对着银河系中心）；D 表示安静恒星（0.5 度波束宽度指向太阳）；E 表示由于氧气和水蒸汽而产生的天空噪声（窄带天线）；靠上边的曲线为 0°仰角；靠下边的曲线为 90°仰角；F 表示预计的最小噪声电平，黑体（宇宙背景），2.7K

269

附录 13　频率分配及名称

频率分配

频率分配是由 WRC 基于全世界范围而制定的，WRC 即为世界无线电通信会议，以前称为 WARC（世界无线电管理会议）。国际电信联盟（ ITU ）作为联合国的一个机构，在需要时（通常每两年或三年）负责主办并召开世界无线电通信会议。频率的分配下达到各个国家执行，不是所有国家都派代表参加世界无线电通信会议，而且并非所有的国家都完全遵守这样的频率分配。

附注 1：英国无线电频谱管理（区域 1 部分）

在英国，频率由 Ofcom（通信办公室）分配。从 2003 年 12 月 29 日起，它替代了以前的无线电通信机构（一个贸易和工业部的执行机构）。

英国 2004 年频率分配表

英国频率分配表由代表国家频率规划小组的Ofcom公布，频率规划小组是英国研究频谱策略的官方内阁委员会的一个分委会。英国频率分配表覆盖了9kHz～275GHz的无线电频谱。该文件明确了对频带资源的管理或服务的职责，还表明了具体的频段受Ofcom管理，或国防部以及另外的政府部门或机构管理。它也包括在当前的无线电规则下国际电信联盟的频率分配图表。该文件表明了2004年12月的情况，并且在适当时候，将按照频谱政策的决议进行更新。同时，关于由Ofcom管理的可用频段最新的详细资料，都可在 Ofcom的网址（http://www.Ofcom.org.uk）中进行查询。

考虑到在出版这本书的过程中可能会发生一些变化，因此书中没有给出更多的细节，读者可以到上面提到的网站中进行查询。

附注 2：美国的无线电频谱管理（区域 2 部分）

1934 年的通信法为美国频谱规则和条例的管理与使用提供了基础。在法律的 303、304 和 305 部分详细记述了基本的职权。第 303 部分介绍的是联邦通信委员会（FCC）关于发射站的基本权利。304 部分涉及放弃频率要求的内容；305 条规定，联邦政府拥有的电台应该由总统[代表商业部国家电信信息管理局（NTIA）通过行政命令 12046]分配频率。305 具有特别的意义，因为它划分了联邦政府和非联邦政府或私营部门之间的权利。由 305 部分产生了两个美国频谱规则体系：FCC 体制规定了非联邦政府使用规则，NTIA 规定了联邦政府的使用规则。305 部分还就联邦政府和非政府之间把频谱使用分为三个部分的事宜达成了一致。这三个部分分别为：联邦政府单独使用的部分，非联邦政府单独使用的部分，在这两个部分之间共同使用的部分。

其他联邦机构和部门，通过跨部的咨询团体无线电咨询委员会（IRAC）来协助国家电信信息管理局（NTIA）。无线电咨询委员会（IRAC）为联邦政府机构进行频率协调、介绍技术标准、

并检查联邦政府的主要系统，以保证频谱的可用性。在无线电频谱政策问题方面，无线电咨询委员会（IRAC）也会向国家电信信息管理局（NTIA）提供建议。

虽然国家电信与信息管理局（NTIA）和联邦通信委员会（FCC）一般会分管各自方面的事务，但是他们会在有关频谱的事务方面进行紧密的协调。FCC 的联络代表加入无线电咨询委员会（IRAC），国家电信与信息管理局（NTIA）通过无线电咨询委员会（IRAC）的建议，参与联邦通信委员会（FCC）规则的制定过程。联邦通信委员会（FCC）和国家电信与信息管理局（NTIA）在需要的情况下每天都要进行共享频谱的协调。

为了达到国际间协调的目的，国际电信联盟（ITU）把全世界分成了三个区域，就像图 A13-1 所示的那样，虽然在不同的区域之间有很多共性存在，但每一个区域都有他们自己的频率分配。每个区域有超过 400 个独特的频带和数以百计的注脚（表格的例外或附加部分）。后面的表 A13-1 是复制了频率分配表中的一页作为样本，它适用于国际，特别是美国。

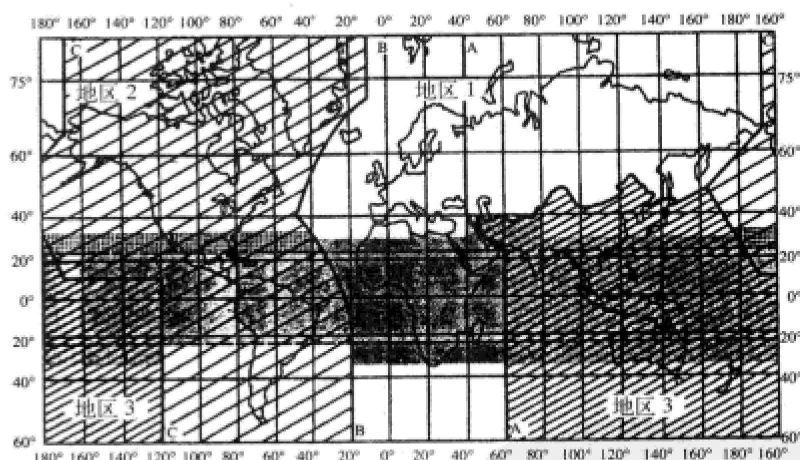


图 A13-1

表 A13-1 由频率分配界定的区域。阴影区域代表热带地区

区域 1 (MHz)	国际		美国				
	区域 2 (MHz)	区域 3 (MHz)	频段 1 (MHz)	国家 规定 2	政府 分配 3	非政府 分配 4	备注 5
781 782 785	3500~3700 固定 固定卫星（空对地） 移动除航空移动通信外 无线电定位 784		3500~3600	US110	航空无线电导航（以地面为基础） 无线电定位 G59 G110	无线电定位	
3600~4200 固定 固定卫星（空对地） 移动	786		3600~3700	US110 US245	航空无线电导航（以地面为基础） 无线电定位 G59 G110	无线电定位 固定卫星（空对地）	

（续）

区域 1 (MHz)	国际		美国				
	区域 2 (MHz)	区域 3 (MHz)	频段 1 (MHz)	国家 规定 2	政府 分配 3	非政府 分配 4	备注 5
3600~4200 固定 固定卫星（空对地） 移动	3700~4200 固定 固定卫星（空对地） 移动通信除航空移动通信外 787		3700~4200			固定 固定卫星（空对地） NG41	
4200~4400	航空无线电导航 789 788 790 791		4200~4400	US261 791	航空无线电导航	航空无线电导航	
4400~4500	固定 移动通信		4400~4500		固定 移动通信		
4500~4800	固定 固定卫星（空对地） 移动 792A		4500~4800	US245	固定 移动	固定卫星（空对地）	

频率名称

国际电信联盟总命名

波段	频率范围	名称	
1	3~30Hz	ELF（极低频）	
2	30~300Hz	SLF（超低频）	
3	0.3~3kHz	ULF（特低频）	
4	3~30kHz	VLF（甚低频）	
5	30~300kHz	LF（低频）	千米波
6	0.3~3MHz	MF（中频）	百米波
7	3.0~30MHz	HF（高频）	十米波
8	30~300MHz	VHF（甚高频）	米波
9	0.3~3GHz	UHF（特高频）	分米波
10	3.0~30GHz	SHF（超高频）	厘米波
11	30~300GHz	EHF（极高频）	毫米波
12	0.3~3THz	亚毫米波	

注：所有的这些频率都用于或可能用于无线电通信。ULF（特低频），甚至更低的频率能穿透海水，因此能用于水下潜艇的通信。

电气与电子工程师协会微波波段的命名

频率范围（GHz）	波长（cm）	名　称
1~2	30~15	L
2~4	15~7.5	S
4~8	7.5~3.75	C
8~12	3.75~2.5	X
12~18	2.5~1.67	Ku
18~27	1.67~1.11	K
27~40	1.11~0.75	Ka
40~75		V
75~110		W
110~300		mm
300~3000		μm

272 ~ 273

附录 14　短 程 设 备

英国的短程设备

什么是短程设备

（1）短程设备（SRD）是一个统称，它适用于各种无线电设备。这些设备工作在短距离和低功率电平，包括警报系统、遥测和遥控设备、无线话筒、无线电局域网络和防盗设备以及某些微波/多普勒设备。英国的无线电接口标准 2030 中给出了这一系列设备的信息表及在工作中必须遵循的参数。在编写本书时，这个无线电通信机构的文件仍然可用，但正在修改阶段。因此这里没有引用，要想得到更多的信息，请访问以下网址：http://www.ofcom.org.uk。

（2）除非有特别的说明，短程设备只对陆地使用。短程设备一般在无保护、无干扰的情况下工作，详见以上网址中对干扰的介绍。

一些需要注意的要点

（1）为新的短程设备选择参数时，制造商和用户要特别注意，工作在相同或相邻频段的其他系统可能引入的干扰。当装置用于对安全要求很苛刻的应用时显得尤其关键。

（2）短程设备不要求从其他的授权服务中得到保护，但也决不能造成有害干扰。

（3）应当注意无线电使用的形式是不固定的。它不断地变化，反映了在无线电环境中正在发生的许多变化，包括新技术的引入和应用。为了反映这些变化，频谱分配需要不断加以审查，信息表中所设定的位置在与各方商讨后是可以修改的。

短程设备示例

- ❑ **警报**：一个报警系统，满足报警条件时产生无线电信号以警示、装备或解除系统的警报系统。
- ❑ **雷达液位计**：该装置主要用于测量工厂（如精炼厂）容器的容量。这些装置在低功率状态下工作于微波波段。
- ❑ **无线电局域网（RLANS）**：连接数据网络/计算机的一种无线电通信设备。
- ❑ **无线话筒**：这种话筒使用无线电信号，将语音或音乐信号传送到远距离接收器。
- ❑ **无线探测（teleapproach）**：采用无线电通信，获取是否存在动态目标的信息。对于目标保持固定而源物体运动的情况也适用。
- ❑ **遥控**：在一定的距离，使用无线电通信传输信号，以达到对设备的启动、调节或停止的功能。
- ❑ **遥测**：在离测量仪器一定距离处，采用无线电通信自动显示或记录测量结果。

免许可证

在考虑适合豁免的频率时，Ofcom 必须考虑重新分配频谱所涉及的困难。将这个问题提上日程是因为频率无许可或豁免的属性，也就是，没有或很少有数据存在于他的使用中（谁，哪里，什么，等等）——这意味着改变指定使用的频谱需要时间，这是很难做到的。不过 Ofcom 只要有可能就会继续制定出豁免的规章制度。

查阅 2003 年 3 月的短程设备资料信息表，可在浏览 Ofcom 的网站时，在搜索处通过输入“短程设备”，会出现以下的链接：

- 低功率和短程设备（包括无线局域网）
- 总体信息
- 短程设备信息表

欧洲的短程设备

欧洲通用的短程设备遵循 ETSI（欧洲电信标准协会）规则，详情可见 www.etsi.com。

在全欧洲，短程设备的发展与应用显得非常重要，尤其是 PULSERS（普及的超宽带低能量谱无线电系统）。可以在 www.pulsers.info/pulsers1-pub-dir/PLUSERS_White_Paper16.pdf 中找到例子。

美国的短程设备

美国免许可证的短程设备遵循 FCC CFR 标题 47、15 部分的规则（http://wireless.fcc.gov），细节部分可以在 http://www.access.gpo.gov/nara/cfr/waisidx_01/47cfr15_01.html 中找到。

也可以查看 www.ieee802.org/16/le/docs80216h-05_015r1.pdf，802 标准还可以下载，这些都是免费的。

在 2004 年美国联邦通信委员会颁布了 NPRM FCC-04-113（建议规则的公告），在未被用到的电视频道中覆盖 BWIA（宽频无线上网服务），ET 摘要 04-186。就像 PULSERS，这是宽带系统不断吸引国际关注的例子。

275 ~ 276

索　　引

索引中的页码为英文原书页码，与本书中页边标注的页码一致。

A

B

C

D

E

F

G

H

I

N

O

P

Q

R

S

U

V

W

Y

Practical Radio-Frequency Handbook
Fourth Edition

实用射频技术手册（第4版）

“感谢Ian Hickman为我们编写了这么实用的技术手册……更难得的是，本书还穿插讲述了当前射频技术的最新进展和相关的背景知识，为枯燥的技术内容平添了一丝趣味。”

——IEEE信号处理学会

射频技术是无线电在国防、工业、医学和商业等众多领域应用的基本技术，在消费电子和无线应用系统中占有重要地位，在当今无线通信领域的应用发展迅速。

本书涵盖面广，内容涉及器件、电路、设备、系统、无线电波传播和外部噪声等，重点介绍射频技术的最新发展，包括大量技术前沿资料，如OFDM、UWB、WiFi和WiMax，并详细阐述了射频电路设计的常见问题和难点，力求以尽量少的理论讲解和公式为读者提供尽可能多的实用信息。

Ian Hickman 知名技术专家，有50余年的电子行业工作经验。曾经出版过多部颇受电子工程师好评的技术著作（他参与编写的《电路设计技术宝典》也将由人民邮电出版社出版）。Hickman还是*Electronics World*杂志的技术顾问。其个人博客为http://www.ianhickman.org.uk/。

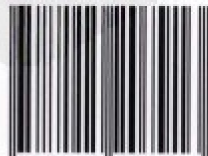
本书译自原版*Practical Radio-Frequency Handbook, Fourth Edition*，并由Elsevier授权出版。



本书相关信息请访问：图灵网站 http://www.turingbook.com
读者/作者热线：(010) 51095186
反馈/投稿/推荐信箱：contact@turingbook.com

分类建议：电子电气/无线电
人民邮电出版社网址 www.ptpress.com.cn





ISBN 978-7-115-20791-3/TN
定价：45.00元